radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- Der MOS-Feldeffekttransistor – MOSFET
- NF-Verstärker mit eisenloser Endstufe
- 4 Seiten Reparaturpraxis
- Unterdrückung der Zeilenstruktur beim Fernsehen

21 | NOVEMBER 1965

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG

FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 642

D. Sager und R. Müller
Der MOS-Feldeffekttransistor – MOSFET, Teil 1 643

Dr. Martin Richter
Möglichkeiten zur Unterdrückung der Zeilenstruktur beim Fernsehen 647

Diodenabstimmung auf UKW im Telefunken – „bajazzo de luxe" 648

Dipl.-Phys. W. Bennert
Eine Zeitgeberstufe mit hoher Genauigkeit 649

Hermann Rubbert
NF-Verstärker mit eisenloser Endstufe 652

K. Sturm
Röhreninformationen 31
Stabilisatorröhren 653

Aus der Reparaturpraxis 655

Labor- und Berechnungsunterlagen
Anwendung der Matrizenrechnung auf Vierpole (3) 659

Wie mißt man Streu- und Gegeninduktivität? 662

D. Huhn
Ein transistorisierter Magnettonentzerrer, Teil 2 und Schluß 664

Hagen Jakubaschk und Ludwig Scholz
Bauanleitung für einen Serviceoszillografen, Teil 2 und Schluß 668

Referate 670

Fachbücher 670

OBSAH

Oznámeni a zprávy 642

D. Sager a R. Müller
Polem řízený tranzistor „MOSFET", díl prvý 643

Dr. Martin Richter
Možnosti potlačení řádkové struktury televizního obrazu 647

Diodové ladění na vkv v přijímači firmy Telefunken „Bajazzo de Luxe" 648

Dipl.-Phys. W. Bennert
Časovací stupeň s přesností $< 2 \cdot 10^{-3}$ 649

Hermann Rubbert
Nízkofrekvenční zesilovač s koncovým stupněm bez železa 552

K. Sturm
Informace o elektronkách 31
Stabilizátory napětí 653

Z opravářské praxe 655

Laboratorní a výpočtové podklady
Aplikace maticového počtu na čtyřpóly (3) 659

Jak se měří rozptylové a vzájemné indukčnosti 662

D. Huhn
Tranzistorizovaný korekční stupeň pro magnetofon, díl druhý a závěr 664

Hagen Jakubaschk a Ludwig Scholz
Stavební návod: servisní oscilograf, díl druhý a závěr 668

Referáty 670

Odborné knihy 670

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 642

Д. Загер и Р. Мюллер
Полевой транзистор МОС типа MOSFET, ч. 1-я 643

Д-р Мартин Рихтер
Возможности подавления строчной структуры в телевидении 647

Диодная настройка в УКВ приемнике bajazzo de Luxe фирмы Телефункен 648

Диплом-физик В. Беннерт
Датчик времени высокой точности 649

Г. Рубберт
Бестрансформаторный усилитель НЧ 652

К. Штурм
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах (31)
Стабилитроны 653

Из работы ремонтных мастерских 655

Лабораторные и расчетные материалы
Использование матричного исчисления в теории четырехполюсников (3) 659

Как измеряется индуктивность рассеяния и коэффициент взаимоиндукции? 662

Д. Хун
Транзисторный корректор искажений для магнитофона, ч. 2-я и окончание 664

Гаген Якубашк и Лудвиг Шольц
Самодельный испытательный осциллограф, ч. 2-я и окончание 668

Рефераты 670

Новые книги 670

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
S.R. Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 642

D. Sager and R. Müller
The MOS Field Effect Transistor MOSFET (Part 1) 643

Dr. Martin Richter
Possibilities of Suppressing the Line Structure in Television 647

V.H.F. Tuning of Diodes in the "bajazzo de Luxe" of Telefunken 648

Dipl.-Phys. W. Bennert
A Timer Stage with High Accuracy 649

Hermann Rubbert
L.F. Amplifier with Ironfree Output Stage 652

K. Sturm
Tube Informations 31 Voltage Regulator Tubes 653

Repair Practice 655

Laboratory and Calculation Data Matrix Calculus Applied to Four-Terminal Networks (Part 3) 659

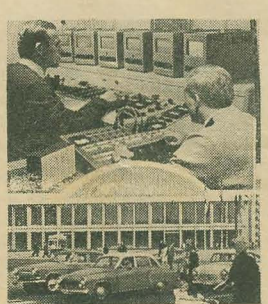
How to Measure Leakage and Mutual Inductances 662

D. Huhn
A Transistorized Magnetic Sound Equalizer (Part 2 and Conclusion) 664

Hagen Jakubaschk and Ludwig Scholz
Instruction for the Home Construction of a Service Oscillograph (Part 2 and Conclusion) 668

Abstracts 670

Technical Books 670



Titelbild:

Über die technischen Einrichtungen der Berliner Kongreßhalle, in der vom 7. bis 13. November die 11. ITE stattfindet, berichten wir auf Seite 646.

Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Sept. 1965 und Vorschau für Dez. 1965

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im September 1965

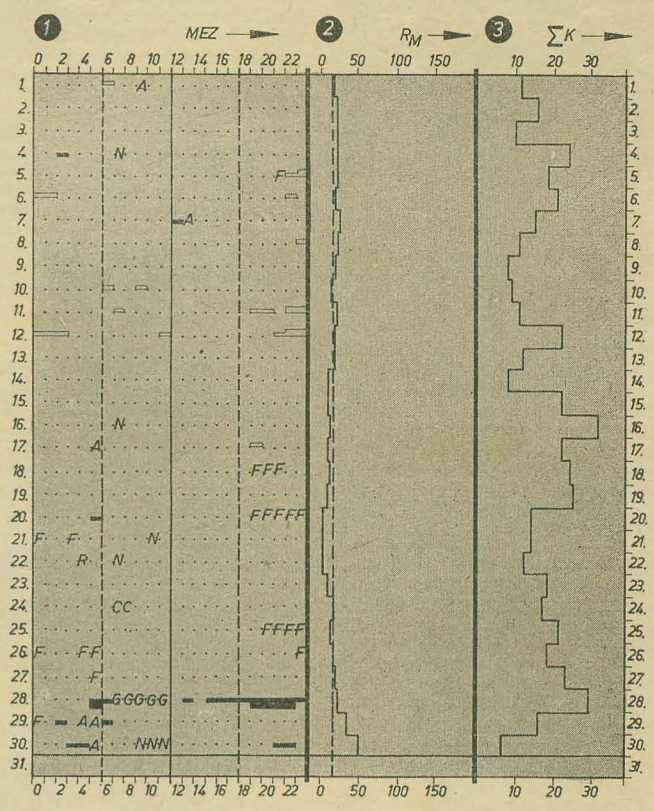
❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

△f/f
- □ . + 41% und darüber
- □ . + 31 ··· + 40%
- □ . + 21 ··· + 30%
- — . + 20 ··· — 20%
- — . — 21 ··· — 30%
- — . — 31 ··· — 40%
- — . — 41% und weniger
- ⋮ . Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

❷ gemessene Sonnenflecken-relativzahlen (R_M)

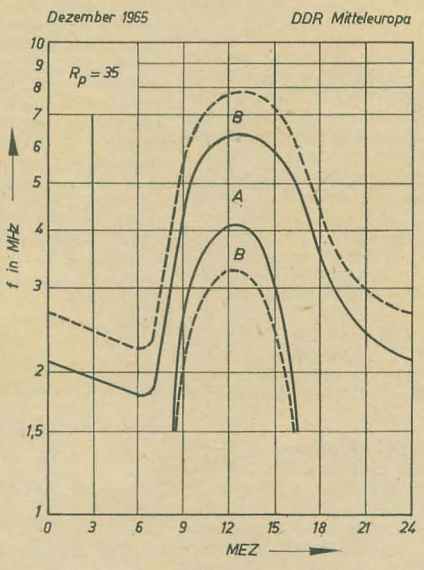
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern ▶



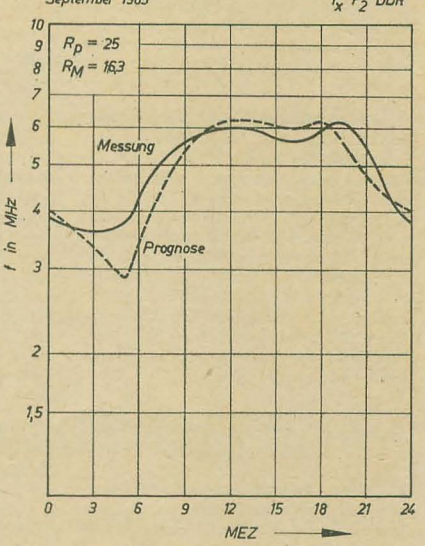
Vorschau für Dezember 1965

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 μV/m
Entfernung: 0··· 600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen ▼

Frequenzberatung



Gegenüberstellung Prognose/Messung



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bildüberblendeinrichtung
- Bauanleitung: Transistorverstärker mit eisenloser Endstufe
- Ein Transistorprüfgerät mit Blinklichtanzeige
- Interessante Schaltungen bei Koffergeräten
- Grundlagen zur Theorie und Berechnung von Kettenleitern, Filtern und Verzögerungsketten

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Der Sendeturm auf dem Inselsberg** erhielt eine neue Polyesterverkleidung, da die alte Holzverkleidung den Witterungsbedingungen nicht standhielt.

▼ **Zwei neue Fernsehumlenkanlagen** sind in Betrieb genommen worden:
1. in Wehrsdorf (Bezirk Dresden). Sendefrequenz: Kanal 10; Polarisation der Sendeantenne: vertikal;
2. in Steinbach (Bezirk Suhl). Sendefrequenz: Kanal 5; Polarisation der Sendeantenne: vertikal.

▼ **Die Profite** von 100 Betrieben der elektrischen und elektronischen Industrie haben sich lt. den amerikanischen Zeitschriften „Business Week" und „New York Times" durch die Heereslieferungen für die amerikanische Ausweitung des Krieges in Vietnam um 26% erhöht. Die „New York Times" bemerkt dazu: Die Ausweitung des Krieges in Vietnam habe der zu Ende gehenden Hochkonjunktur „neue Lebenskraft eingeflößt". Es hätte sich in der Wirtschaft ein ernster Rückschlag angebahnt, der Vietnam-Krieg jedoch „genau zum richtigen Zeitpunkt eine Änderung der Situation mit den notwendigen Belebungsmitteln herbeigeführt"; denn, so bemerkt das Blatt, „ohne die gesteigerten Militärausgaben wäre ein starker Rückgang der Produktion eingetreten, was der Anfang vom Ende der Expansion hätte sein können".

▼ **16 Atomreaktoren** mit einer Gesamtkapazität von 6016 MW sollen bis zum Jahre 1977 in Japan unter wirtschaftlichen Gesichtspunkten einsatzfähig sein. Die gegenwärtige Kapazität der Atomkraftwerke Japans beläuft sich auf 132 MW. Mit dem Bau zahlreicher neuer Atomenergieanlagen will die japanische Wirtschaft die Atomkraft in ständig steigendem Maße für ihre Zwecke ausnutzen. Von den 14 Reaktoren, die bisher gebaut wurden, werden vorläufig nur zwei für wirtschaftliche Zwecke benutzt.

▼ **Der Salon International des Composant Electroniques** wird 1966 vom 3. bis 8. Februar abgehalten.

▼ **Neue Intervisionsmitglieder** wurden das Finnische Fernsehen und die Fernsehorganisationen der Litauischen und Bjelorussischen SSR.

▼ **Preiswerte Kondensatoren mit festem Elektrolyten,** die dieselben Eigenschaften wie Tantalkondensatoren besitzen, bietet die japanische Firma Fox Electronics Co, Ltd. an. Die Anoden dieser neuen Bauelemente bestehen aus geätzten Al-Folien oder -Platten. Die Ausführung ist sehr stabil und speziell für Temperaturen unter 50 °C geeignet. Drei Typenreihen sind lieferbar: zwei röhrenförmige für große C · V-Werte und eine mit einseitigen Anschlüssen. Spezielle Eigenschaften: Temperaturbereich — 55 °C ··· + 85 °C; Kapazitätstoleranz + 40% ··· — 20% bei 25 °C, 120 Hz; Leckstrom < 5 μA; Stabilität bei — 55 °C Kapazitätsabweichung 20% und bei + 85 °C Leckstrom < 50 μA; Betriebszeit 2000 h.

▼ **Eine neuartige Ausführungsform für elektrische Steckerverbindungen** wurde in Westdeutschland entwickelt. Dieser „Kugelschnellverschluß" soll das Zusammenstecken zweier Steckerhälften in einer Ebene ohne Dreh- oder Schwenkbewegungen und ohne mechanische oder optische Kontrolle ermöglichen.
Der neue Steckkontakt verwendet anstelle der üblichen Bajonettverschlüsse eine kugelgelenkähnliche Verbindung. Der Isolierkörper des neuen Steckers wird aus einem hochhitzefesten Material gefertigt und hat bei einem Isolationswiderstand über 10 000 MΩ eine hohe Überschlagsfestigkeit. Die sogenannte Anziehfestigkeit der Steckverbindung soll höher sein als die einer Lötverbindung.

▼ **Zwei Jahre Garantie** gibt das Moskauer Röhrenwerk „Elektrosawod" für seine Bildröhre 47 LK 2 B.

▼ **In der VR Polen** sind über 6000 Schulen mit TV-Empfängern ausgestattet und nehmen am Empfang der Schulfunksendungen des Polnischen Fernsehens teil.

▼ **Die erste internationale Schule für die Ausbildung von Beobachtern künstlicher Erdtrabanten** nahm in der UdSSR ihre Tätigkeit auf. 15 junge Wissenschaftler aus der Deutschen Demokratischen Republik, aus Bulgarien, der ČSSR, der mongolischen Volksrepublik, Polen, Rumänien und Ungarn sowie 20 sowjetische Astronomen werden nach dem Absolvieren dieser Schule Diplome von Fachleuten auf dem Gebiet der fotografischen Beobachtung künstlicher Sputniks erhalten. Die Teilnehmer an dieser Ausbildung wurden auf Empfehlung bedeutender Forschungsstätten nach Moskau delegiert.

▼ **Die kontinuierliche automatische Steuerung herkömmlicher Glasschmelzöfen** übernahm vor kurzem in den Produktionshallen der Owens-Corning Fiberglass Corporation in Toledo in den USA der Digitalrechner 1710 des amerikanischen IBM-Konzerns. Die elektronische Prozeßsteuerung ermöglicht das Einhalten entscheidender physikalischer Werte, wie Temperatur, Druck und Strömungsmenge, mit einer Genauigkeit, die bis zu 60 Prozent über den bisher erreichten Genauigkeitswerten liegt. Trotz des Rechnereinsatzes sanken die Gesamtkosten für Steuereinrichtungen um 60 Prozent im Vergleich zu konventionellen Glasschmelzsteueranlagen.

▼ In Soho und Mayfair will die Londoner Polizei bestimmte Straßen **über TV-Kameras** ständig von den Revieren beobachten lassen. Versuche dieser Art in Liverpool sollen ein bedeutendes Nachlassen der Kriminalität, besonders der Autoberaubungen, ergeben haben.

▼ **Laser — Interferometer** heißt ein neues Gerät, mit dem man kürzere Entfernungen so genau vermessen kann, wie es keine der gebräuchlichen Methoden erlaubt. Erst in der Kombination mit dem Laser läßt sich die Leistungsfähigkeit des auch bisher schon als optisches Meßgerät im Labor benutzten Interferometers voll ausschöpfen. Das Gerät verfügt über eine „Skala", auf der die einzelnen Wellen des Lichts als Strichmarken dienen, deren Abstand in der Größenordnung von 1 μm und darunter liegt. Die Meßgenauigkeit erreicht extreme Werte, wenn elektronische Einrichtungen dann noch alle diesen „Maßstab" beeinflussenden Größen kompensieren oder rechnerisch berücksichtigen.

Erprobung des französischen SECAM-Farbfernsehsystems in Argentinien

Argentinien hat im Prinzip ein Angebot der französischen Industrie für eine sechsmonatige kostenlose Erprobung des Farbfernsehsystems SECAM angenommen, erklärte der Generaldirektor des argentinischen Rundfunks, Dr. Angel Lañiesza. Frankreich ist bereit, eine Sendeanlage an einem von der argentinischen Regierung gewünschten Ort zu installieren und gleichzeitig 30 bis 40 Farbfernsehempfänger zu liefern, die in Regierungsbüros aufgestellt werden sollen. Die Inbetriebnahme könnte Anfang 1966 erfolgen. Weitere 300 bis 400 Geräte sollen zollfrei zum Verkauf an Klubs, Warenhäuser und andere Stellen geliefert werden, so daß ein breites Publikum die Testsendungen sehen kann. Falls Argentinien sich entschließt, das SECAM-System einzuführen, will Frankreich die Sendeanlage und die Empfangsgeräte der argentinischen Regierung zum Geschenk machen. Argentiniens prinzipielle Zustimmung würde, wie Lañiesza weiter erklärte, Frankreich einen großen Vorteil gegenüber dem amerikanischen NTSC- und dem westdeutschen PAL-System bringen. Dies sei um so mehr der Fall, als zu erwarten sei, daß auch die übrigen Länder der Iberoamerikanischen Freihandelszone (ALALC) dieses System akzeptieren würden, da ein einheitliches System innerhalb der ALALC wünschenswert sei.

Radarschirmbilder fernübertragen

Eine Fernübertragungsanlage für Radarschirmbilder hat die amerikanische International Telephone and Telegraph Corporation (ITT) unter der Bezeichnung „Transrader FAB 6072" entwickelt. Mit dieser Anlage wird die breitbandige Radarinformation auf die Bandbreite eines Rundfunkkanals — etwa 10 kHz — oder die des Fernsprechkanals — 3,4 kHz — reduziert. Diese „schmalbandige" Radarinformation kann sodann über Entfernungen von 1000 und mehr Kilometer übertragen werden.
In den entfernt von den Funkortungsgeräten liegenden Auswertezentralen wird dieses schmalbandige Signal wieder in seinen ursprünglichen Frequenzbereich zurücktransportiert, so daß es mit den üblichen Sicht- und Auswertegeräten weiter verarbeitet werden kann. Bei diesem Verfahren sollen weder Informations- noch Zeitverluste entstehen. Auch der Kostenaufwand bei dem neuen Verfahren soll im Vergleich zu den Kosten von Breitbandübertragungsstrecken wesentlich geringer sein. Die volltransistorisierten Anlagen sollen äußerst zuverlässig arbeiten.

Nachrichtensatellit Molnija 1

Am 14. Oktober wurde in der UdSSR ein zweiter Nachrichtensatellit vom Typ Molnija 1 (der erste Molnija 1 war am 23. April d. J. gestartet worden) auf eine stark elliptische Flugbahn gebracht.
Hauptzweck des Starts dieses Molnija 1 sind die weitere Vervollkommnung des Systems zweiseitiger Fernsehtelefon- und -telegrafiefunkverbindungen und der probeweise Betrieb. Ferner sollen die Möglichkeiten zur Einrichtung eines Nachrichtensystems geprüft werden, bei dem gleichzeitig mehrere Erdsatelliten benutzt werden. Die Satellitenbahn hat für diesen Zweck eine ideale Bahnneigung von 65° zum Äquator. Der erdnächste Punkt der Bahn (500 km) liegt über der südlichen Halbkugel. Der Satellit hat an dieser Stelle seine höchste Geschwindigkeit von 10,5 km/s, durchfliegt also diesen Bahnabschnitt, der nicht für den Funkverkehr in der UdSSR genutzt werden kann, relativ schnell. Über der nördlichen Halbkugel steigt er bis zum erdfernsten Punkt (40 000 km), wobei sich seine Geschwindigkeit bis auf ein Siebentel des ursprünglichen Wertes verringert, damit ändert sich auch die Winkelgeschwindigkeit für die Erdstationen nur sehr langsam, und das Nachführen der Richtantennen in Bodenstation und Satellit wird damit wesentlich erleichtert. Die Umlaufzeit beträgt 11 Stunden und 59 Minuten.
An Bord von Molnija 1 sind eine Relaisapparatur für die Übertragung von Fernsehprogrammen und für eine Mehrkanal-Fernfunkverbindung sowie eine Apparatur des Kommando- und Meßkomplexes, der Systeme zur Orientierung, zur Bahnkorrektur und zur Stromspeisung installiert.
Mit Hilfe des zweiten Molnija 1 wurden zwischen Moskau und Wladiwostok Fernsprechverbindungen und Fernsehübertragungen durchgeführt, die wesentlich besser ausfielen als die Versuche mit dem ersten Satelliten dieser Serie.

Anläßlich des 16. Jahrestages der DDR wurden ausgezeichnet

mit dem Nationalpreis II. Klasse für Wissenschaft und Technik

ein Kollektiv des Forschungsinstitutes Professor Manfred von Ardenne, Dresden:

Prof. Dr. rer. nat. h. c. Manfred von Ardenne, Dresden;

Dr. rer. nat. Siegfried Schiller, Dresden;

Obering. Gerhard Jäger, Dresden;

Ing. Willy Roggenbuck, Dresden;

Ing. Emil Lorenz, Dresden

für den Anteil bei der Entwicklung der Elektronenstrahl-Mehrkammeröfen sowie an der Überleitung dieser Anlagen in die Produktion und der damit verbundenen Erschließung eines wichtigen vakuum-metallurgischen Verfahrens zur Herstellung von Eisen- und Nichteisenmetallen mit hervorragenden Eigenschaften

als Verdienter Techniker des Volkes

Prof. Dr.-Ing. habil. Franz-Heinrich Lange,

Professor mit Lehrstuhl und Direktor des Instituts für Fernmeldewesen und Hochfrequenztechnik, Prodekan an der Technischen Fakultät der Universität Rostock

Prof. Lange erwarb sich große Verdienste um die Weiterentwicklung der Informationstheorie und Informationstechnik, insbesondere durch seine Arbeiten auf dem Gebiet der Korrelationselektronik, wodurch ein wissenschaftlicher Vorlauf für die Entwicklung von modernen hydroakustischen Anlagen für die Fischereiflotte der DDR geschaffen wurde.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 1. NOVEMBERHEFT 21 1965

Der MOS-Feldeffekttransistor – MOSFET

Teil 1

D. SAGER und R. MÜLLER

Nachdem der Feldeffekttransistor lange Jahre auf einem Entwicklungsniveau stehengeblieben war, das eine technische Anwendung nahezu ausschloß und bei dem an eine Massenproduktion nicht zu denken war, häufen sich in der letzten Zeit Nachrichten, daß Feldeffekttransistoren in zunehmendem Maße in den Handel gelangen. Als neueste Form des Feldeffekttransistors wird hier der MOS-Transistor vorgestellt. Bei ihm ist die Steuerelektrode von den übrigen Elektroden isoliert, und es ist so eine reine Spannungssteuerung des Bauelementes möglich. In diesem Beitrag sollen im ersten Teil das physikalische Verhalten und der Aufbau dieses modernen Bauelementes erläutert werden, während der zweite Teil eine Reihe erprobter Anwendungsmöglichkeiten zeigen wird.

Allgemeines

Schon im Jahre 1928 erkannte *E. Lilienfeld*, daß sich Halbleiter hervorragend als Grundmaterial für Feldeffektbauelemente eignen. Wie die Bezeichnung andeutet, werden die Ladungen im Feldeffekttransistor durch das elektrische Feld gesteuert. Will man ein wirksames Bauelement herstellen, muß einmal die Beweglichkeit der Ladungsträger im Material verhältnismäßig groß sein, und zum anderen muß die durch das steuernde elektrische Feld erfaßte Ladungsmenge ein großer Teil der insgesamt vorhandenen Ladung sein. Die erste Bedingung ist auch bei den Metallen erfüllt; es ist aber unmöglich, die Ladung im Metall so zu bewegen, daß eine merkbare Änderung der Leitfähigkeit eintritt. Im Halbleiter lassen sich diese beiden Forderungen verwirklichen. Im Jahre 1935 patentierten dann auch Lilienfeld und *Heil* ein Feldeffektbauelement auf Halbleiterbasis mit isolierter Steuerelektrode.

Durch die Verbesserung der Elektronenröhre und die fehlenden technologischen Voraussetzungen wurde das Feldeffektprinzip uninteressant, und die Entwicklung wurde praktisch eingestellt. Erst nach Beendigung des zweiten Weltkrieges wurde wieder mit den Arbeiten am Feldeffekttransistor begonnen, die aber ein zweites Mal – durch die rasche Entwicklung des Sperrschichttransistors – unterbrochen wurden.

Mit der Vervollkommnung des konventionellen Transistors entwickelte sich auch die Halbleitertechnologie. Die neuen Techniken des Oberflächenschutzes und der Maskierung ermöglichen jetzt die Herstellung des Feldeffekttransistors.

Inzwischen deutet vieles darauf hin, daß der Feldeffekttransistor einen ähnlichen Aufschwung nehmen wird wie vor Jahren der Sperrschichttransistor. Deshalb ist eine Einführung in die Arbeitsweise und Eigenschaften des Bauelementes notwendig.

Prinzipieller Aufbau und Funktion

MOS-Transistoren lassen sich aus verschiedenen Halbleitermaterialien herstellen (Cadmiumsulfid, Cadmiumselenid, Galliumarsenid). Am häufigsten wird jedoch Silizium verwendet. Wir wollen uns hier auf den Transistor mit Siliziumgrundmaterial beschränken, da gegenwärtig die meisten MOS-Transistoren aus diesem Material hergestellt werden. Während beim üblichen Feldeffekttransistor ein in Sperrichtung betriebener pn-Übergang zur Steuerung dient, ist die Steuerelektrode des MOS-Transistors vollkommen gegen die anderen Elektroden isoliert. Der grundsätzliche Aufbau des MOS-Transistors sowie die einzelnen Stufen des Herstellungsprozesses sind den Bildern 1a bis 1c zu entnehmen. Die Bauelemente können aus p- oder n-Silizium hergestellt werden und ergeben dann komplementäre Typen. Zur Vereinfachung sollen hier nur Transistoren betrachtet werden, die auf p-Silizium aufgebaut sind.

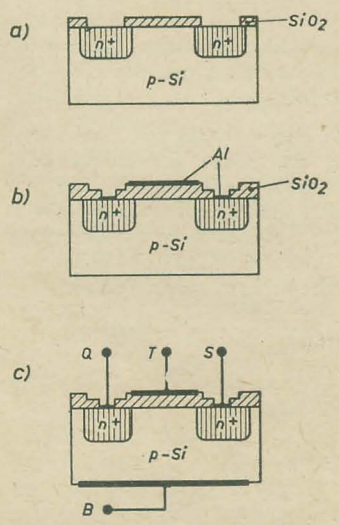
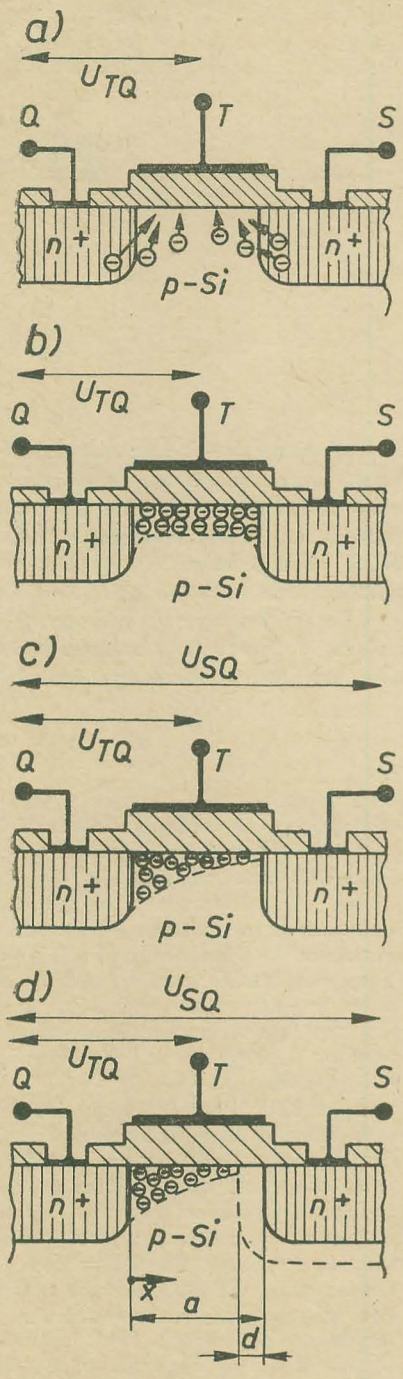


Bild 1: Schematischer Aufbau des MOSFET

Wie im Bild 1 gezeigt wird, diffundiert man mit der Planartechnologie zwei n-Gebiete hoher Dotierung in das p-Grundmaterial. Nach dem Aufwachsen einer zweiten SiO_2-Schicht werden Anschlußflächen zur Kontaktierung der n^+-Gebiete freigeätzt und mit Aluminium bedampft. Ebenso wird die SiO_2-Schicht zwischen den beiden hochdotierten Gebieten mit Aluminium bedampft, und schließlich werden Kontakte angebracht. Die SiO_2-Schicht ist ungefähr 0,1 μm dick. Die Aluminiumschicht zwischen den n^+-Gebieten, die SiO_2-Schicht und das Silizium bilden einen Plattenkondensator mit einer Kapazität von etwa 10 nF/cm². Aus der Schichtfolge Metall – Oxid – Halbleiter erklärt sich der Name des Transistors: Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor, kurz MOS-Transistor oder MOSFET.

Da noch keine einheitlichen deutschen Bezeichnungen der Anschlüsse üblich sind, wollen wir zur näheren Beschreibung für diesen Beitrag folgende Elektrodenbezeichnungen einführen: Der linke Anschluß im Bild 1c wird als Quelle Q (engl. source) bezeichnet. Der rechte Anschluß wird Senkenelektrode S (engl. drain) und der mittlere Anschluß, die

Bild 2: Bildung und Änderung der Leitschicht unter verschiedenen Bedingungen, a) $U_{SQ} = 0$, b) $U_{SQ} = 0$, c) $U_{TQ} > U_{SQ}$, d) $U_{SQ} > U_{TQ}$



Steuerelektrode, wird Tor T (engl. gate) genannt. B ist der Anschluß am Basismaterial.

Legt man zwischen Tor und Basis, also an den MOS-Kondensator, eine zur Basis positive Spannung, wandert eine positive Ladung auf die Aluminiumschicht, und in der Siliziumoberfläche wird eine negative Ladung induziert. Das Silizium ist p-leitend. Durch die anliegende Spannung entsteht ein elektrisches Feld, das die Löcher von der Si-Oberfläche verdrängt und Elektronen aus den n^+-Gebieten anzieht. Somit sammeln sich negative Ladungsträger im Silizium unter der Torelektrode. In der Oberfläche sind außerdem positive Störzentren vorhanden, die durch einen kleinen Teil der Elektronen aufgefüllt werden. Die restlichen Elektronen sind frei beweglich, und ein in Richtung Quelle – Senke angelegtes Feld wird einen Strom durch das Raumladungsgebiet erzeugen (Bilder 2a, 2b). Ist die Senke positiv gegen die Quelle, so wird der Elektronenstrom zur Senke fließen. Zur genaueren Erklärung der Funktion des isolierten Feldeffekttransistors müssen wir verschiedene Annahmen machen: Die Ladung der Leitschicht darf nur durch die Kapazität Tor-Basis induziert werden. Die Beweglichkeit der Elektronen muß konstant sein, und die Elektronen müssen alle frei bewegliche Ladungsträger sein. Unter diesen Voraussetzungen kann man, wenn Quelle und Basis miteinander verbunden sind, beim Anlegen einer positiven Spannung U_{TQ} die Leitfähigkeit in der Siliziumoberfläche wie folgt angeben:

$$\varkappa_S = Q \cdot b_n = b_n \cdot C' \cdot U_{TQ}$$

wobei b_n die Elektronenbeweglichkeit und C' der Kapazitätsbelag der SiO_2-Schicht ist. Legt man eine Quellen-Senken-Spannung U_{SQ} an, so entsteht, wenn ein Strom fließt, ein Spannungsabfall über der Leitschicht, und die Spannung zwischen Tor und Basis ist nicht mehr ortsunabhängig. Damit wird aber auch der Widerstand über die Strecke Quelle – Senke nicht mehr konstant sein. Die Schichtleitfähigkeit an der Stelle X wird dann, wenn die wirksame Spannung über der SiO_2-Schicht $U_{TQ} - U_X$ ist:

$$\varkappa_S (X) = b_n C' (U_{TQ} - U_X)$$

wobei

$$U_X = \frac{I_S}{b} \int_0^x \frac{1}{\varkappa_S (X)}\, dx$$

ist.

Löst man diese Gleichung nach I_S auf, erhält man

$$I_S = b_n C' \frac{b}{a} \left(U_{SQ} \cdot U_{TQ} - \frac{1}{2} U_{SQ}^2 \right)$$

Führt man den Verstärkungsfaktor $\beta = b_n \cdot C' b/a$ ein, vereinfacht sich die Beziehung

$$I_S = \beta \left(U_{SQ} \cdot U_{TQ} - \frac{1}{2} U_{SQ}^2 \right) \quad (1)$$

Diese Beziehung gilt für das Anfangsstromgebiet des Transistors, d. h. für kleine Senkenströme I_S und damit für das Gebiet, in dem $U_{TQ} > U_{SQ}$ ist (Bild 2c).

Wählt man $U_{TQ} = 0$ und legt eine Spannung U_{SQ} an, bildet sich keine Leitschicht. Zwischen Senkenregion (n^+) und Basismaterial (p) besteht trotzdem ein in Sperrichtung betriebener pn-Übergang mit einer Sperrschichtdicke d um die n^+-Zone. Durch Anlegen einer Torspannung induziert man nun auf dem p-Silizium eine Leitschicht, die die Sperrschicht erreicht, sobald $U_X = U_{TQ}$ ist (Bild 2d). Eine gewisse Anzahl Elektronen wird durch die Sperrschicht hindurch die Senke erreichen, und es fließt ein Senkenstrom. Bei einer Vergrößerung der Spannung Quelle – Senke wird sich die Feldstärke in der Si-Oberfläche erhöhen, und eine Verstärkung des Senkenstromes müßte die Folge sein. Da aber gleichzeitig die Sperrschichtdicke des pn-Überganges erhöht wird, bleibt der Strom nahezu unabhängig von der Senkenspannung und folgt der Beziehung

$$I_S = \frac{1}{2} \cdot \beta' \cdot U_{TQ}^2 \quad (2)$$

wobei

$$\beta' = b_n \cdot C' \left(\frac{b}{a - d} \right)$$

ist und d die Sperrschichtdicke für die Spannung $U_{SQ} - U_{TQ}$. Die Gln. (1) und (2) stimmen für $U_{TQ} = U_{SQ}$ überein. Gl. (2) beschreibt das Verhalten des Transistors im Sättigungsgebiet, d. h. für $U_{SQ} > U_{TQ}$.

Bei der Herstellung des MOSFET kann man in Erweiterung zum hier betrachteten Fall die Oberfläche des Siliziums zusätzlich n- oder p-dotieren. Bei einer n-Schicht ist ein Senkenstrom auch bei 0 V Torspannung möglich. Erst eine negative Spannung am Tor sorgt für eine Abwanderung der Elektronen, und der Transistor wird gesperrt. Andererseits wird eine p-Schicht die Stromleitung so lange verhindern, bis eine positive Torspannung genügend Ladungsträger zur Bildung einer Leitschicht angezogen hat. Im Bild 3 sind diese Verhältnisse aufgezeigt. Will man die Modifikationen mit in die Gleichungen für den Senkenstrom einbeziehen, muß man die Anfangsspannung U_{TQA} einführen. U_{TQA} ist die Spannung, bei der ein Senkenstrom zu fließen beginnt. Die Gleichungen für I_S ändern sich damit zu

$$I_S = \beta \left[U_{SQ} (U_{TQ} - U_{TQA}) - \frac{1}{2} U_{SQ}^2 \right] \quad (3)$$

und

$$I_S = \frac{1}{2} \beta' (U_{TQ} - U_{TQA})^2 \quad (4)$$

Im englischen Sprachgebrauch werden die MOS-Transistoren mit n-Schicht unter der Oxidhaut als „Depletion-Typen" und

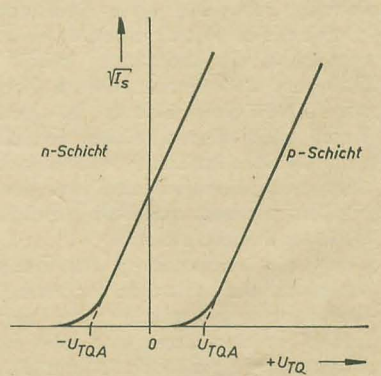


Bild 3: Verschiebung der quadratischen Kennlinie bei unterschiedlicher Dotierung der Si-Oberfläche

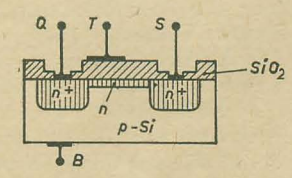


Bild 4: Aufbau des Depletion-Transistors mit versetzter Torelektrode

diejenigen mit einer p-Schicht als „Enhancement-Typen" bezeichnet. Beim Depletion-Transistor ist ein leitfähiger Kanal vorhanden, wenn keine Torspannung anliegt. Die Torelektrode braucht deshalb nicht bis zu den Quellen- und Senkengebieten zu reichen. Der Kanal wird dann nicht auf seiner gesamten Länge gesteuert, und der unbeeinflußte Teil wirkt als Reihenwiderstand. Man erreicht damit kleinere Kapazitäten zwischen den Elektroden. Meist fällt die Überlappung zwischen Tor und Senke weg, und C_{ST} vermindert sich (entspricht C_{ga} bei der Röhre). Wie Bild 3 zeigt, bleibt die quadratische Abhängigkeit des Senkenstromes von der Torspannung bei beiden Transistortypen erhalten. Im Bild 4 ist der Aufbau des Depletion-Transistors dargestellt. Die versetzte Torelektrode und der n-Kanal sind kennzeichnend für diesen Transistortyp.

Kennwerte

Die folgenden Werte charakterisieren den MOSFET. Sie grenzen die Einsatzmöglichkeiten des Transistors ab und zeigen seine Vor- und Nachteile.

Steilheit

Im Geltungsbereich der Gl. (3) ($U_{TQ} > U_{SQ}$) besteht zwischen I_S und U_{TQ} ein linearer Zusammenhang. Die Steilheit hängt nicht von der Torspannung ab und ändert sich linear mit der Senkenspannung.

$$S = \beta \cdot U_{SQ}$$

Bei höheren Senkenspannungen gilt eine quadratische Kennlinie. Die Steilheit hängt linear von der Steuerspannung ab.

$$S = \beta' (U_{TQ} - U_{TQA}) = \sqrt{2\, I_S \cdot \beta'}$$

Von der Senkenspannung ist die Steilheit fast unabhängig. Die größte Steilheit hat der Transistor bei großem Senkenstrom.

Eingangswiderstand

Der Eingangswiderstand des MOS-Transistors wird durch den Isolationswiderstand der SiO_2-Schicht bestimmt. Durch den Leckstrom über den Glassockel im Transistorgehäuse wird er aber auf etwa $10^{14}\,\Omega$ begrenzt. Bei den Depletion-Typen kann man diesen Wert voll ausnutzen, weil diese Transistoren auch bei 0 V Torspannung betrieben werden können. Die Vorspannungserzeugung fällt weg, und Elektrometeranordnungen können sehr günstig aufgebaut werden.

Ausgangswiderstand

Der Ausgangswiderstand des Transistors läßt sich aus Gl. (4) errechnen, indem man das Differential $\partial U_{SQ}/\partial I_S$ bildet. U_{SQ} ist in Gl. (4) nur noch über die Änderung der Sperrschichtdicke d in β' enthalten. Sobald die Spannung $U_{SQ} > U_{TQ} - U_{TQA}$ ist, ergibt sich

$$R_a = \frac{a}{I_S \dfrac{\partial a}{\partial U_{SQ}}}$$

Danach wird der Ausgangswiderstand mit wachsendem Strom geringer. Bei kleinen Senkenspannungen gilt Gl. (3), und man erhält

$$R_a = \frac{1}{\beta (U_{TQ} - U_{TQA})}$$

R_a ist also bei kleinen Steuerspannungen am größten.

Frequenzgang

Die höchste Arbeitsfrequenz eines MOS-Transistors wird durch die Laufzeit der Träger τ_T von der Quelle zur Senke festgelegt. Die Wirkleistung, die an die Steuerelektrode abgegeben wird, wächst durch Laufzeiteffekte mit der Frequenz. Die Laufzeit durch die Leitschicht liegt für MOS-Transistoren unter 1 ns. In jedem realen Kreis ist aber die max. Arbeitsfrequenz sowohl eine Funktion der angeschlossenen Bauelemente als auch des Verstärkerelementes. Das Verstärkungs-Bandbreiteprodukt V · B der Schaltung wird also immer unter dem des aktiven Elementes liegen. Das Verstärkungs-Bandbreiteprodukt des Transistors ist definiert als

$$V \cdot B = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_T} = \frac{S}{2\pi \cdot C_{TQ}}$$

wobei τ_T die Trägerlaufzeit und C_{TQ} die Kapazität zwischen Torelektrode und Si-Oberfläche ist.
In der Praxis wird ein MOS-Transistor mit einer Kanallänge von 10 μm eine typische obere Grenzfrequenz von einigen 100 MHz haben. Die höchste Frequenz, bei der ein kommerzieller MOS-Transistor gegenwärtig noch als Verstärker arbeiten kann, beträgt 300 MHz (KMC-Typ K 1001).

Maximale Senkenspannung

Die Größe der Senkenspannung wird nicht nur durch die zulässige Verlustleistung, sondern auch durch ein lawinenhaftes Anwachsen des Senkenstromes begrenzt. Die in Sperrichtung betriebene Senken-Basisdiode erreicht dann ihr Durchbruchsgebiet. Der Durchbruch wird von der Senkenspannung und auch von der Torspannung bestimmt. Die max. zulässige Senkenspannung wird geringer, wenn die Torspannung zur Anfangsspannung geändert wird.

Spannungsverstärkung

Um die ungefähre Spannungsverstärkung des Transistors im Sättigungsgebiet zu erhalten, muß man die Rückkopplungsmöglichkeiten beachten. Bei der Elektronenröhre drückt die bekannte Beziehung $\mu = C_{gk}/C_{ak}$ aus, wie groß die max. Spannungsverstärkung ist. Die hohe Spannungsverstärkung der Pentode ist eine direkte Folge der Verminderung der Rückkopplungskapazität C_{ak} durch das Schirmgitter. C_{gk} ändert sich dabei nicht.

Beim MOS-Transistor ist die wirksame Eingangskapazität die Kapazität C_{TQ}. Die Rückkopplungskapazität C_{SQ} wird durch die Sperrschichtkapazität gebildet. Zusätzlich ist jedoch noch eine dynamische Kapazität vorhanden, die durch die Verschiebung der Raumladung im Quellengebiet entsteht. Diese Ladungsverschiebung erfolgt bei der Ansteuerung des Tores. Theoretisch läßt sich diese Kapazität schwer erfassen, weil dazu die Lösung einer zweidimensionalen Poissonschen Gleichung nötig ist. In der Praxis hat sich aber gezeigt, daß die Sperrschichtkapazität bei niedrig dotiertem Basismaterial ($10 \cdots 100\,\Omega \cdot$ cm) einen wesentlich größeren Einfluß als die dynamische Längskapazität hat. Durch stärker dotiertes Material (z. B. $1\,\Omega \cdot$ cm) wird hauptsächlich die Spannungsverstärkung erhöht. Das hoch dotierte Basismaterial wirkt als Schirmgitter, indem es die Sperrschichtkapazität, die den größten Teil der Rückkopplungskapazität ausmacht, vermindert. Die Vergrößerung der dynamischen Kapazität durch das niederohmige Basismaterial fällt dabei nicht ins Gewicht. Zur besseren Orientierung ist der typische Verlauf einiger Kenngrößen (I_S, S, R_a, μ) im Bild 5 in Abhängigkeit von der Steuerspannung $U_{TQ} - U_{TQA}$ aufgetragen.

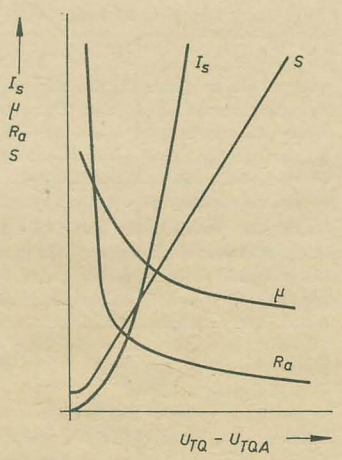


Bild 5: Abhängigkeit einiger Kenngrößen von der Steuerspannung

Rauschen

Der MOSFET ist ein Majoritätsträger-Bauelement, und deshalb müßte das Schrotrauschen fehlen, das normalerweise durch den Minoritätsträgerstrom hervorgerufen wird. Im Rauschspektrum des realen MOSFET ist jedoch auch eine Schrotkomponente enthalten. Die Hauptrolle des Rauschens beim MOSFET ist aber thermisch bedingt; es entsteht durch Zufallsschwankungen der Ladungsträgerkonzentration. Die Rauschzahlen der MOS-Transistoren liegen für höhere Frequenzen (bis 50 MHz) bei denen rauscharmer Elektronenröhren. Bei den neuesten Typen wurden bei 100 MHz Rauschzahlen kleiner 3 dB erreicht.

Strahlungsbeständigkeit

Als Majoritätsträger-Bauelement müßte der MOSFET eine hohe Strahlungsresistenz haben. Bestrahlt man ihn mit Neutronen, ist er wirklich unempfindlicher als bisher übliche Transistoren. Durch die Einwirkung der Neutronen tritt eine Verringerung der Beweglichkeit der Ladungsträger und eine Verschiebung des Dotierungsniveaus auf. Beim MOSFET sind aber wesentlich höhere Strahlungspegel notwendig, um die wesentlichen Kenngrößen im gleichen Maße wie beim konventionellen Transistor zu ändern. Es sind MOS-Feldeffekttransistoren hergestellt worden, die einen Neu-

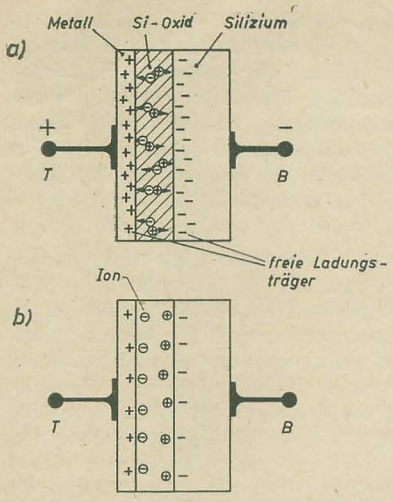


Bild 6: a) Ionenwanderung in der Oxidschicht, b) Restfeld nach Abschalten der Spannung

tronenstrom von $3 \cdot 10^{14}$ Neutronen/cm² vertragen, ehe die Steilheit auf 70% ihres ursprünglichen Wertes abgesunken ist. Setzt man den Transistor jedoch einer γ-Strahlung aus, ändern sich bereits nach Aufnahme geringer Strahlungsdosen seine Eigenschaften. Die Leitfähigkeit des Kanals der Depletion-Typen und die Steilheit nehmen ab. Hat der Transistor eine Dosis von 10^6 rad absorbiert, das entspricht einem einjährigen Weltraumaufenthalt, sinkt die Steilheit unter 40% ihres Anfangswertes, und der Senkenstrom beträgt nur 20% seines früheren Wertes. (1 rad absorbierte Strahlung bedeutet, daß jedes Gramm des Materials 100 erg Energie empfangen hat.)

Bestrahlt man MOS-Transistorpärchen, so ist nach einer Strahlungsdosis von $2 \cdot 10^5$ rad (2,5 Monate im Weltraum) die notwendige Übereinstimmung der Kennlinien nicht mehr vorhanden. Diese Strahlungsempfindlichkeit mindert den Wert derzeitiger MOS-Feldeffekttransistoren für die Raumfahrt ganz erheblich.

Stabilität

Halbleiterbauelemente, die unter der Anwesenheit starker elektrischer Felder arbeiten, zeigen Unstabilitäten in ihren Charakteristiken, die von einer Ionen- bzw. Molekülbewegung in der SiO_2-Schicht oder anderen Isolierschichten abhängen. Beim Enhancement-Transistor treten im Oxid Feldstärken um 10^6 V/cm auf. Das sind Feldstärken, die in der Nähe der Durchbruchsfeldstärke liegen. Beim Depletion-Transistor, der hauptsächlich als Kleinsignalverstärker verwendet wird und der in der Nähe von 0 V Torspannung arbeitet, treten Feldstärken von 10^5 V/cm auf. Deshalb sind auch die Instabilitäten durch Ionenwanderung in der Oxidschicht beim Enhancement-Transistor stärker zu bemerken. Wenn man annimmt, daß die Oxidschicht bewegliche und leicht dissoziierende Moleküle enthält, wandern beim Anlegen einer positiven Torspannung die negativen Ionen in Richtung zur Torelektrode und die positiven Ionen zur Siliziumoberfläche (Bild 6). Schaltet man die Torspannung ab, so bleibt ein elektrisches Feld in Richtung auf das Silizium (Bild 6 b). Der Enhancement-Transistor sperrt dann nicht, wenn er nach längerem Betrieb mit positiver Torspannung abgeschaltet wird. Durch eine bestimmte Herstellungsart der SiO_2-Schicht ist es möglich, die Drift der Kennlinien durch diesen Effekt unter $\Delta U_{TQ} = 0{,}5$ V zu halten.

Beim Depletion-Transistor ist zwar die Feldstärke im Oxid nicht so hoch, dafür wird aber durch die Torelektrode oft nicht die ganze Oxidschicht überdeckt. Der unbedeckte Teil der Oxidschicht hat einen endlichen Widerstand, weshalb zwischen

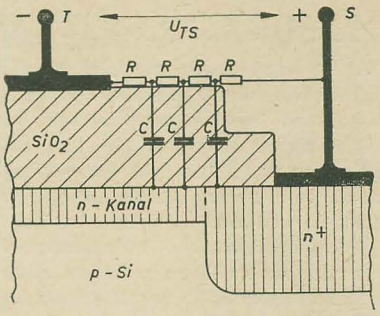


Bild 7: Depletion-Transistor mit versetzter Torelektrode zur Erklärung der Kennliniendrift

Tor und Senke ein verteiltes RC-Netzwerk liegt, wie es im Bild 7 gezeigt wird. Ist das Tor negativ und die Senke positiv, beginnt ein Strom durch das Netzwerk zu fließen. Dadurch werden die Oxidkapazitäten in einem Zeitraum von einigen Sekunden bis zu einigen Wochen über den Oberflächenwiderstand aufgeladen. Die normalerweise nicht gesteuerte Kanalstrecke wird durch diese Kapazitäten gesperrt oder zumindest ihre Leitfähigkeit verringert. Durch gute Kapselung und geeigneten Oberflächenschutz läßt sich dieser Effekt auf ein vertretbares Maß vermindern.

Neben diesen Instabilitäten tritt noch die Temperaturabhängigkeit des Transistors auf. Die Beweglichkeit der Ladungsträger sinkt bei Temperaturerhöhung, während die Eigenleitfähigkeit des Materials steigt. In Abhängigkeit vom Halbleitermaterial sind deshalb MOS-Transistoren mit positivem, negativem und auch ohne Temperaturkoeffizienten – zumindest für einen gewissen Bereich – hergestellt worden.

Mit diesen Kennwerten läßt sich das Verhalten des MOS-Feldeffekttransistors beschreiben und seine Funktion in der Schaltung ermitteln.

Zum Titelbild

In der Zeit vom 7. bis 13. November findet die 11. Internationale Tagung der Elektrotechniker 1965, mit der die Tradition der bisherigen „Weimartagungen" fortgesetzt wird, in der Berliner Kongreßhalle statt. Diesen Umstand nahmen wir zum Anlaß, uns über die technischen Einrichtungen der Kongreßhalle, wie Ela-, Dolmetscher- und Fernbeobachteranlage, zu informieren.

Ela-Regieanlage

Die Ela-Regieanlage befindet sich in einem Raum mit Sichtverbindung in den großen Saal. Sie ist für einen Drei-Programm-Betrieb eingerichtet; das bedeutet, daß in den vorhandenen drei Veranstaltungssälen voneinander unabhängige Programme ablaufen können. Zu den vorhandenen Geräten gehören ein Regietisch, eingerichtet für zwei Programme, ein KSG 215 für das dritte Programm, drei Maschinen SJ 103, eine Nadeltontruhe, Abhörschränke Z 130, zwei Verzögerungsmaschinen, die z. Z. noch nicht in Betrieb sind, mehrere Verstärkergestelle mit 50- und 75-W-Verstärkern bestückt und zwei Heimbandgeräte. Letztere dienen für Mitschnitte, die vom Veranstalter gewünscht werden. Das Bandmaterial hat er in solchen Fällen selbst zu stellen. Durch diese Ausstattung sind elektroakustisch viele Möglichkeiten gegeben.

Erwähnenswert sei auch noch die Tatsache, daß die Studiotechnik Rundfunk ebenfalls einen Regieraum in der Kongreßhalle eingerichtet hat.

Dolmetscheranlage

Ungarn ist das Herstellerland der Dolmetscheranlage, die es gestattet, simultan zu übersetzen. Vom Regieraum sowie den Dolmetscherkabinen dieser Anlage besteht ebenfalls Sichtverbindung in den großen Saal. Die Übertragung erfolgt drahtlos, d. h. mittels einer Induktionsschleife, die in den Sälen unter dem Parkett ausgelegt wurde.

Durch die vorhandenen sechs Sender, die im Langwellenbereich arbeiten, hat der Hersteller die Möglichkeit geschaffen, sechs Sprachen zu senden. Mit entscheidend dafür ist aber, daß die Anzahl der vorhandenen Dolmetscherkabinen dies gestattet, da jedes Dolmetscherteam der gleichen Sprache zur Vermeidung des Übersprechens eine eigene Kabine benötigt.

In der Kongreßhalle sind z. Z. drei Kabinen vorhanden, eine vierte läßt sich gegebenenfalls einrichten. Die zur Anlage gehörenden Empfänger sind transistorisiert und haben etwa die Größe eines Brillenetuis. Damit können 1000 Veranstaltungsteilnehmer ausgerüstet werden. Die gesamte Dolmetscheranlage ist nicht ortsgebunden, d. h., sie kann jederzeit an einem anderen Ort aufgebaut werden. Dabei ist natürlich zu beachten, ob die dort vorhandenen Räumlichkeiten es gestatten, Dolmetscherkabinen einzurichten.

Fernbeobachteranlage

Die Fernbeobachteranlage dient dazu, aus dem großen Saal eine Bildübertragung in den weißen Saal vorzunehmen. Dort können dann z. B. von Journalisten Tagungen verfolgt werden, ohne daß sie sich direkt im Tagungsraum befinden.

Im Regieraum der Fernbeobachteranlage, der sich neben dem weißen Saal befindet, hat man entsprechend den fünf Kameras, die verdeckt im großen Saal eingebaut wurden, fünf Bilder auf den Monitoren zur Verfügung. Das jeweils günstigste Bild (z. B. Bühne, Sitzreihen) kann dann mittels eines Videomischpultes über einen HF-Modulator an die im weißen Saal stehenden TV-Empfänger (Stadion 2) weitergegeben werden, mit denen es auf Kanal 2 zu empfangen ist. Zum Schluß sei noch gesagt, daß in der weiteren Perspektive geplant ist, eine Bildübertragung aus dem weißen Saal in den Ela-Regieraum und die Dolmetscherkabinen vorzunehmen, um auch mit diesem Saal eine Sichtverbindung zu erhalten.

Möglichkeiten zur Unterdrückung der Zeilenstruktur beim Fernsehen

Dr. MARTIN RICHTER

Mitteilung aus der Entwicklungsabteilung für Bildwiedergaberöhren des VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Vor einiger Zeit waren Vorschläge aktuell, mit deren Hilfe die Struktur der Zeilen beim Fernsehbild unsichtbar gemacht werden sollte. Sie liefen unter den verschiedensten Firmenbezeichnungen, z. B. „Video-klar" bei den Rafena-Werken in Radeberg und „Tele-klar" in Westdeutschland. Nachdem diese Verfahren zeitweilig in die Reihe der ersten Verkaufsargumente gerückt waren, ist man jetzt in dieser Beziehung zu einer realistischeren Betrachtungsweise übergegangen, und andere Modeerscheinungen sind in den Vordergrund getreten. So ist Gelegenheit gegeben, die einzelnen Verfahren zur Beeinflussung der Zeilenstruktur etwas näher zu betrachten und sie zu bewerten.

Grundsätzlich entspricht die Darstellung von Bildern in Zeilenform nicht unseren natürlichen Gewohnheiten. Sie wurde aus technischen Gründen bei der Fernsehaufnahme und -wiedergabe notwendig und muß beibehalten werden, solange Elektronenstrahlen zur Abtastung in der Aufnahmeröhre und zum Schreiben des Bildes in der Wiedergaberöhre verwendet werden. Da aber der effektive Durchmesser des Leuchtfleckes kleiner ist als der Abstand der Zeilen, erscheinen zwischen den hellgeschriebenen Zeilen stets dunkle Streifen. Bei genügend großer Entfernung des Betrachters vom Bildschirm sind diese Hell-Dunkel-Streifen nicht mehr zu trennen, und die Zeilenstruktur verschwindet. Da aber die modernen Tendenzen immer mehr darauf hinauslaufen, möglichst große Bildröhren zu verwenden, den Abstand vom Bildschirm aber, den der Betrachter einzunehmen wünscht, nicht zu vergrößern, muß die Zeilenstruktur mehr und mehr erkennbar werden. Zuweilen wird sie dann sogar als störend empfunden. Aus diesem Grunde hatten Überlegungen zur Verbesserung dieser Situation durchaus ihre Berechtigung.

Im Prinzip kann man sich drei Möglichkeiten vorstellen, die Zeilenstruktur auch für den nahen Betrachter unsichtbar zu machen:

1. Das vom Schirm ausgesandte Licht wird am Schirm gestreut, so daß die Dunkelstreifen verschwinden.
2. Der von der Elektronenstrahlkanone ausgehende Elektronenstrahl wird mit hohen Frequenzen so gewobbelt, daß er sinusförmig über die Bildpunkte läuft. Dabei soll die Amplitude möglichst genau einem Zeilenabstand entsprechen.
3. Der Querschnitt des Elektronenstrahls wird von der Kreisform zu einer Ellipse verformt, deren kleine Achse in Zeilenrichtung und deren große Achse vertikal liegt.

Für alle drei Varianten gibt es Lösungen, die teilweise auch in der Praxis erprobt wurden. Patentrechtliche und ökonomische Gesichtspunkte trugen dazu bei, daß die Gerätehersteller unterschiedliche Wege gingen und gehen. In unserer Tabelle sind die wesentlichsten Verfahren mit einigen Vor- und Nachteilen zusammengestellt.

Um die erste Methode, die Streuung des Lichtes, zu realisieren, kann der Bildröhre eine klar durchsichtige Scheibe vorgesetzt werden, die horizontal sehr feine Rillen hat [1]. Dadurch wird das Licht ganz schwach nach oben und unten gestreut, und der Eindruck eines zeilenfreien Bildes entsteht. Physikalisch ist diese Methode recht sinnvoll, hat aber den Nachteil, daß die verwendeten Kunststoffscheiben einem allmählichen Verschleiß durch Kratzer und Verfärbung unterliegen.

Beim Wobbelverfahren, wie es als zweite Möglichkeit genannt wurde, kann sowohl eine magnetische als auch eine elektrische Ablenkung angewendet werden. Den magnetischen Ablenkfeldern für Zeile und Bild kann ein zusätzliches magnetisches Wechselfeld überlagert werden, das den Elektronenstrahl vertikal mit hohen Frequenzen auslenkt. Bei richtiger Wahl der Amplitude, die von der Schirmmitte zum Schirmrand noch variiert werden muß, können genau die vollen Zeilenbreiten ausgeschrieben werden, die dunklen Streifen verschwinden. Die Frequenz muß so gewählt werden, daß der Elektronenstrahl während eines Bildpunktes mehrfach auf und nieder läuft, sie muß also mindestens 20 MHz betragen. Der erforderliche technische Aufwand hat bisher eine produktionsreife Realisierung verhindert.

Das Wobbeln durch elektrische Ablenkfelder [2], an das die gleichen Frequenz- und Amplitudenforderungen zu stellen sind, ist am einfachsten im Strahlsystem selbst im Raum der Fokussierelektrode durchzuführen. Die Elektronen werden hier nochmals auf sehr niedrige Geschwindigkeiten abgebremst, sind also relativ „weich", und es genügen kleine Ablenkspannungen, um die gewünschten Amplituden zu erhalten. Um die erforderlichen Ablenkplatten zu bekommen, muß die Fokussierelektrode durch zwei horizontale Schlitze getrennt werden, an die dann die Wobbelspannung angelegt wird. Vom Gerät her gesehen wäre der notwendige Aufwand kleiner als im Falle der magneti-

Prinzip	Verfahren	Vorteile	Nachteile	Bemerkungen
vertikale Streuung des Schirmlichtes	Vorsatz einer Rillenscheibe	wirkungsvoll, kein Leistungsverbrauch	Scheibe ist empfindlich, Verfahren nicht abschaltbar	wurde in Serienproduktion verwendet
Wobbeln des Elektronenstrahles	magnetisches hochfrequentes Wechselfeld in der Ablenkeinheit	Bildschärfe bleibt erhalten, abschaltbar, Amplitude veränderlich, Bildröhre unverändert	teuer im Aufbau, Störstrahlung entsteht, merklicher Leistungsverbrauch	wird bei Seriengeräten wahlweise angeboten
	elektrisches hochfrequentes Wechselfeld, z. B. an der Fokussierelektrode	abschaltbar, Amplitude veränderlich	neue Bildröhre notwendig, die teuer und mit den bisherigen nicht austauschbar ist	
Verformung des Elektronenstrahlquerschnittes	spezielle Konstruktion des Strahlsystems	keine Zusatzeinrichtungen im Gerät erforderlich	nicht abschaltbar, Bildröhre teurer, ihre Herstellung komplizierter	
	Permamentmagnet am Röhrenhals	billig in der Herstellung, kein Leistungsverbrauch	nicht abschaltbar, Strahlquerschnitt nicht variabel, hohe negative Spannung an Fokussierelektrode, Bild wird leicht unscharf	wurde in Serienproduktion verwendet
	Elektromagnet am Röhrenhals	wahlweise abschaltbar, Strahlquerschnitt kann von Schirmmitte zum Schirmrand variiert werden	relativ teuer, Bild wird leicht unscharf	wurde in Serienproduktion verwendet

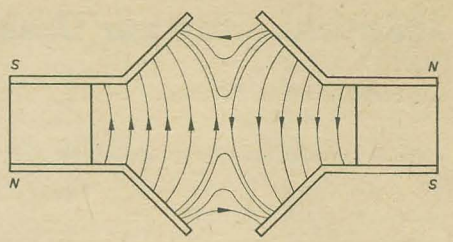
schen Wobbelung, die Schwierigkeiten beim Bau des Strahlsystems und seiner Justierung in der Röhre, die recht genau sein muß, sind aber so groß, daß auch dieses Verfahren im Entwurf steckengeblieben ist. Zudem würde hierbei eine Spezialröhre entstehen, die nicht ohne weiteres mit den üblichen Bildröhren austauschbar wäre.

Am weitesten hat sich das dritte Prinzip durchgesetzt, den Querschnitt des Elektronenstrahles zu verformen. Im allgemeinen ist der Elektronenstrahl, wenn er das Triodensystem verläßt, kreisrund. Um in horizontaler Richtung eine große Auflösung zu erhalten, d. h., um dicht beieinanderliegende Hell-Dunkel-Modulationen noch getrennt darstellen zu können, muß der Durchmesser des Elektronenstrahles möglichst klein sein. Er beträgt bei einer 59-cm-Röhre auf dem Schirm etwa 0,4 mm. Die Auflösung von Einzelteilen in vertikaler Richtung dagegen ist durch die Zeilenzahl vorgegeben. Bei der bei uns verwendeten CCIR-Norm können also vertikal nicht mehr als 625 Hell-Dunkel-Modulationen dargestellt werden. Hier wäre es technisch zu verantworten, die Höhe des Elektronenstrahles bis zu einer vollen Zeilenbreite zu vergrößern, die bei einer 59-cm-Röhre etwa 0,62 mm beträgt. Aus diesen Überlegungen ergibt sich, daß ein elliptischer Querschnitt sinnvoll wäre.

Wieder gibt es mehrere Möglichkeiten, zu einem solchen Querschnitt zu kommen. Zunächst wäre es denkbar, das Triodensystem entsprechend zu konstruieren. Allerdings würden, wie schon beim geteilten Fokussierzylinder, erhebliche Komplikationen beim Bau der Strahlsysteme und Röhren auftreten, noch dazu könnte die Zeilenstruktur nicht wahlweise abgeschaltet werden, was vom Kunden durchaus gewünscht wird.

Der Strahl läßt sich aber auch durch ein geeignetes Magnetfeld in seinem Querschnitt verändern, ein geeigneter Permanent- oder Elektromagnet muß nur gut justiert am Röhrenhals befestigt werden [3] [4]. Der Permanentmagnet wäre im Gegensatz zum Elektromagneten nicht wahlweise zu- oder abschaltbar, hat aber den Vorteil, keine Energie zu verbrauchen und die Einstellung der günstigsten Fokussierspannung zu erleichtern, die bei der Zuschaltung eines Magnetfeldes etwas geändert werden muß. Der Elektromagnet hat neben seiner wahlweisen Zuschaltbarkeit noch den Vorzug, daß das Magnetfeld variiert werden kann. Wegen der unterschiedlichen Entfernung vom Strahlsystem zum Schirmrand und zur Schirmmitte müßte der Öffnungswinkel des Strahles zur Mitte hin größer sein als zum Rand. Allerdings wird das in der Praxis nicht immer durchgeführt. Die zu Beginn genannten Systeme „Video-klar" und „Tele-klar" benutzen solche speziellen Magnete. Im Bild ist ein Elektromagnet mit zum Hals konzentrischer Erregerspule dargestellt. Die Polschuhe sind schalenförmig und so gestaltet, daß nur ein in Horizontalrichtung wirksames Feld auftritt.

Eine abschließende und allgemeingültige Beurteilung über den Wert solcher Einrichtungen in Fernsehgeräten abzugeben,



Schematischer Kraftlinienverlauf des Elektromagneten

ist nahezu unmöglich. Hier spielen individuelle Eindrücke und Geschmacksfragen eine bedeutende Rolle. Folgendes darf mit Sicherheit gesagt werden, die Bildschärfe wird auf keinen Fall besser, und ein Gewinn an Informationsinhalt ist ebenso ausgeschlossen. Der einzige Vorteil liegt darin, daß Bilder auf großen Bildröhren, etwa mit 59 cm Diagonale, aus Entfernungen betrachtet werden können, die bisher etwa den 43- oder 47-cm-Röhren vorbehalten waren. Empfehlenswert dürfte es allerdings sein, die Größe der Bildröhre der Zimmergröße und damit dem Betrachtungsabstand entsprechend zu wählen.

Literatur

[1] Fernsehbilder ohne Zeilenstruktur. radio mentor 26 (1960), H. 8, S. 614

[2] Electronics August 1957, S. 194

[3] Kratochvil, F., und Schaffstein, G.: Elektromagnetische Systeme zur Vermeidung der Zeilenstruktur im Fernsehbild. Funkschau 34 (1962), H. 16, S. 411

[4] Orlik: Methoden zum Unterdrücken der Zeilenstruktur beim Fernsehempfang. radio und fernsehen 11 (1962), H. 12, S. 374–378

Diodenabstimmung auf UKW im Telefunken-„bajazzo de luxe"

Nachdem Telefunken vor geraumer Zeit [1] mit einem UKW-Eingangsteil an die Öffentlichkeit trat, das die bekannten Nachteile der Transistoren in Vor- und Mischstufen außerordentlich stark herabsetzt, ist man jetzt noch einen wesentlichen Schritt weitergegangen: Zur Frequenzvariation im Zwischen- und Oszillatorkreis setzt man keine mechanischen Bauteile mehr ein, sondern stimmt die Kreise elektronisch mit Kapazitätsdioden ab. Die prinzipielle Wirkungsweise dieser Dioden bei der Scharfabstimmung wurde in [2] ausführlich behandelt. Allerdings sind die Forderungen an Dioden zur Abstimmung ungleich strenger. Die neuartige Schaltung bietet jedoch eine Reihe von Vorteilen, die unbedingt zu einem modernen Hörrundfunkempfänger gehören.

1. Eine Drucktastenabstimmung benötigt nur noch einfache Umschalter, die ein voreingestelltes Potentiometer an die Steuerklemmen des UKW-Tuners schalten.
2. Die Senderwahl erfolgt auch im Normalfall mit einem Potentiometer, dessen Einstellung wie bisher auf einen Skalenzeiger übertragen wird.
3. Die Senderwahl ist durch die Spannungsabhängigkeit der Kapazitätsdioden kontinuierlich mit einer Fernbedienung möglich, wobei kein Schlupf und keine Verzögerung beim Einstellvorgang auftreten.
4. Durch die Verwendung von Kapazitätsdioden auch im Oszillatorkreis erhält man ohne zusätzlichen Aufwand die Möglichkeit zur automatischen Scharfabstimmung des Gerätes, die infolge der festeren Ankopplung der Dioden an den Schwingkreis wesentlich wirkungsvoller ist.

Durch die angeführten Bedienungserleichterungen wird das Gerät nicht nur zu einem beliebten Zweitempfänger im Heim, sondern es wird sich auch beim Autobetrieb vorteilhaft bewähren, weil sich die Fahrsicherheit erhöht und das Gerät sich

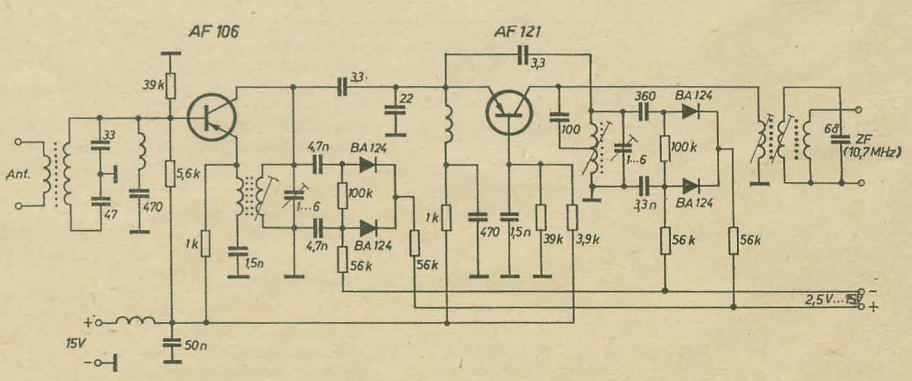


Bild 1: UKW-Tuner mit Diodenabstimmung

auch von den hinteren Sitzen aus über die Fernbedienung einstellen läßt.

Die Wirkungsweise geht aus dem Stromlaufplan (Bild 1) hervor. Sowohl im Zwischen- als auch im Oszillatorschwingkreis sind je zwei Dioden angeordnet. Wechselstrommäßig liegen sie in Reihe, und gleichstrommäßig sind sie über einen Widerstand von 100 kΩ parallelgeschaltet. Mit dieser Anordnung vermeidet man weitgehend die unterschiedlichen Kapazitätsänderungen bei Aussteuerung der gekrümmten Diodenkennlinie. Ebenso verringert man damit nichtlineare Verzerrungen der Hochfrequenz und unbeabsichtigte Veränderung der Resonanzfrequenz, die bei Ansteuerung des Schwingkreises mit einer Spannung von etwa einem Zehntel Volt an auftreten, auf ein fast vernachlässigbares Maß. Zur Kapazitätsvariation dient die Kapazitätvariationsdiode BA 124. Sie ist nach dem Diffusionsprinzip hergestellt und garantiert dadurch einen sehr kleinen Reihenwiderstand. Zum anderen liegen die Exemplarstreuungen für den Kennlinienverlauf in so engen Grenzen, daß die Dioden nur noch in vier Gruppen nach der Grundkapazität für eine bestimmte Sperrspannung zu sortieren sind. Dadurch kann man beide Schwingkreise mit der gleichen Steuerspannung variieren. Die verschiedenen Diodengruppen und die verbliebenen Toleranzen werden durch eine gezielte Fertigung und geeignete Dimensionierung der übrigen Bauelemente der Schwingkreise ausgeglichen. Damit lassen sich eine größere Eichgenauigkeit der Skala und ein besserer Gleichlauf als mit mechanischer Abstimmung erreichen.

Je nach Anwendungsfall kann die Sperrspannung der Kapazitätsdioden zwischen 0,5 V und etwa 30 V liegen. Für diesen Tuner liegt die Steuerspannung zwischen 2,5 V und 15 V. Die untere Grenze ergibt sich als Kompromißlösung zwischen max. erreichbarer Kapazität und der bereits erwähnten Verzerrung der Hochfrequenz durch die Krümmung der Diodenkennlinie, während die obere Spannung den Variationsbereich, d. h. die minimale Kapazität, bestimmt. Im allgemeinen werden tragbare Transistorempfänger jedoch mit Batteriespannungen bis höchstens 12 V betrieben. Um aus der im Gerät vorhandenen 9-V-Versorgungsspannung die benötigten 15 V zu gewinnen, wurde ein spezieller Gleichspannungswandler entwickelt (Bild 2). Er wird mit 7,1 V gespeist und schwingt bei 40 kHz. Auf der Sekundärseite entsteht nach der Gleichrichtung eine Spannung, die sich innerhalb einiger Stunden um weniger als 5‰ ändert. Die Langzeitkonstanz liegt bei einigen Prozent. Diese mit einer Zenerdiode stabilisierte Steuerspannung dient gleichzeitig zur Stromversorgung des UKW-Tuners. Über ein Abstimmpotentiometer, an das hohe Anforderungen hinsichtlich der Konstanz und der Übereinstimmung zwischen Eich- und Sollkurve gestellt werden, gelangt ein Teil der Steuerspannung an die Kapazitätsdioden und stellt somit den gewünschten Sender ein. Mit einem Widerstandsverlauf, der einer Epxponentialfunktion für das Teilerverhältnis entspricht, erhält man einen annähernd linearen Frequenzmaßstab, d. h., der Abstand der einzelnen Senderkanäle ist gleichmäßig über die gesamte Skala in Abhängigkeit vom Drehwinkel verteilt. Die Regelspannung zur automatischen Scharfabstimmung wird der eingestellten Steuerspannung über ein Siebglied abschaltbar überlagert. Zur Einengung des Haltebereiches liegen in diesem Zweig zwei antiparallel geschaltete Dioden.

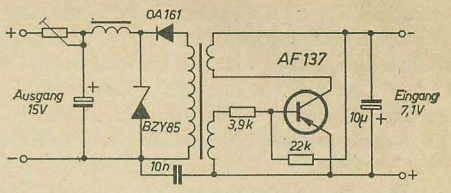


Bild 2: Gleichspannungswandler

Mit dem „bajazzo de luxe" ist der Markt mit einem Gerät bereichert worden, das sich auf vielen Erprobungsfahrten bereits gut bewährt hat und voraussichtlich auf Grund der elektronischen Abstimmung weniger störanfällig ist.

-er

Literatur

[1] Klank, O.: Verbesserte UKW-Eingangs- und -Mischstufen mit Transistoren für hohe Ansprüche an die Empfangsqualität. Funktechnik 20 (1965), H. 6, S. 199–201

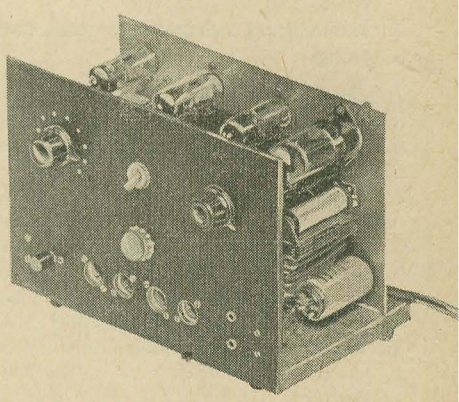
[2] Sager, D.: Siliziumdiode OA 910 – ein modernes Bauelement zur automatischen Frequenzregelung. radio und fernsehen 13 (1964), H. 14, S. 428–430 und 13 (1964), H. 15, S. 462, 467–470

[3] Klank, O.: Universalempfänger „bajazzo de luxe" mit Diodenabstimmung für den UKW-Bereich. Funktechnik 20 (1965), H. 9, S. 341–343

[4] Streng, K., und Schäffer, P.: Einige Neuheiten auf der Hannover-Messe 1965. radio und fernsehen 14 (1965), H. 13, S. 396 und 397

Eine Zeitgeberstufe mit hoher Genauigkeit

Dipl.-Phys. W. BENNERT



Im folgenden wird ein elektronischer Zeitschalter für die Zeiten von 0,5 s bis zu mehreren Stunden beschrieben, der bei etwas größerem Aufwand als die bekannten einfachen Zeitgeber mit Thyratrons oder Kaltkatodenröhren eine besonders hohe Genauigkeit aufweist.

Einleitung

Das Schalten einer mehr oder weniger genau bemessenen Zeitspanne ist ein in der Technik sehr häufig auftretendes Problem, das auf sehr verschiedenartige Weise gelöst werden kann. Die Skala der elektronischen Zeitgeber reicht dabei vom monostabilen Multivibrator über die Zündung von Gastrioden bzw. Kaltkatodenröhren mittels Kondensatoraufladung bis zur sehr genauen, aber auch sehr aufwendigen Zählung der Schwingungen eines Festfrequenzgenerators (Quarzgenerator). Zu dem Prinzip der Zündung von Thyratrons oder Glimmlampen durch Kondensatoraufladung oder Kondensatorentladung wurde bereits eine große Anzahl von Schaltungen veröffentlicht [1] [2] [3] [4] [5]. In keiner dieser Veröffentlichungen werden jedoch Angaben über die Genauigkeit des Zeitschalters, d. h. über die zufällige Streuung der zu erhaltenden Zeitwerte, gemacht. Eine solche merkliche Unsicherheit der Zeitgabe ist aber auch dann vorhanden, wenn alle Betriebsspannungen stabilisiert sind oder aus Batterien bezogen werden. Sie wird dadurch bedingt, daß die Thyratrons oder Kaltkatodenröhren nicht bei einer scharf definierten Zündspannung U_s zünden, sondern daß die Zündung innerhalb eines kleinen Spannungsbereiches ΔU um die Zündspannung U_s erfolgt. Um diese Streuung einmal experimentell zu bestimmen, wurde eine einfache Zeitgeberschaltung (Bild 1) aufgebaut, deren Stromversorgung völlig durch Batterien erfolgte. Der auf die Spannung U_0 aufgeladene Kondensator kann sich nach Öffnen des Schalters S über den 1-MΩ-Widerstand

entladen. Die Zündung des Thyratrons läßt sich am Erlöschen der Glimmlampe Gl feststellen. Die Zeiten vom Öffnen des Schalters bis zum Erlöschen der Glimmlampe wurden mit der Stoppuhr gemessen. Nach 30 Messungen ergab sich ein Mittelwert von $\bar{t} = 36{,}82$ s. Die Streuung ist durch den Ausdruck

$$\sigma = + \sqrt{\frac{\sum_i (\bar{t} - t_i)^2}{n - 1}} \qquad (1)$$

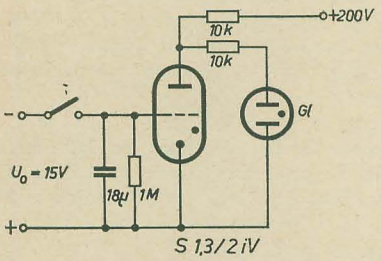


Bild 1: Einfache Zeitgeberschaltung zur Messung der Streuung der Zeitwerte

mit t_i als Meßwerten und n als Anzahl der Messungen festgelegt. Sie ergab sich zu $\sigma = 1{,}38$ s. Damit erhält man einen Variabilitätskoeffizienten

$$V = \frac{\sigma}{\bar{t}} \cdot 100\,\% \qquad (2)$$

von 3,8%. Der gleiche Test wurde auch unter Verwendung von Glimmröhren anstelle des Thyratrons durchgeführt. Auch hier hatten die Variabilitätskoeffizienten Werte in der Größenordnung von 3 bis 4%. Eine derartige Streuung ist für viele Anwendungen schon zu hoch.

Zusammenhang zwischen Schaltzeit und Streuung

Zunächst könnte es so scheinen, als ob die relative Streuung bei kurzen Schaltzeiten, also mit kleinem RC-Glied, kleiner wäre als bei langen Zeiten mit großem τ; eine einfache Rechnung zeigt jedoch, daß dies nicht der Fall ist. Die Streuung der Zeitwerte ist proportional der Zeitdifferenz Δt, in der die Auf- bzw. Entladekurve des Kondensators den Bereich der Schaltunsicherheit ΔU durchläuft (s. Bild 2). Um die nachfolgende Rechnung übersichtlicher zu gestalten, wurde U_s nicht in die Mitte, sondern an die untere Grenze von ΔU gelegt. Der zeitliche Verlauf der Aufladung eines Kondensators über den Widerstand R durch eine Spannung U_0 wird durch die Gleichung

$$U_s = U_0 \left(1 - e^{\frac{-t}{RC}}\right) \qquad (1)$$

beschrieben; die Spannung U_S hängt also mit t_S nach

$$U_s = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t_s}{\tau}}\right) \qquad (2)$$

zusammen. Daraus berechnet sich t_S zu

$$t_s = -\tau \ln \left(\frac{U_s}{-U_0} + 1\right) \qquad (3)$$

Für die obere Grenze der Schaltunsicherheit $U_S + \Delta U$ gilt:

$$U_s + \Delta U = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t_s + \Delta t}{\tau}}\right) \qquad (4)$$

$$t = -\tau \ln \left(-\frac{U_s + \Delta U}{U_0} + 1\right) - t_s \qquad (5)$$

Aus Gl. (5) und Gl. (3) läßt sich nun das Verhältnis von Δt und t_S bilden, dem die Streuung σ proportional ist:

$$\frac{\Delta t}{t_s} = \frac{\ln \left(-\frac{U_s + U}{U_0} + 1\right)}{\ln \left(-\frac{U_s}{U_0} + 1\right)} + 1 \qquad (6)$$

Auf der rechten Seite dieser Gleichung stehen nur konstante Größen, damit ist die relative Streuung, d. h. der Variabilitätskoeffizient, von einer Veränderung der Schaltzeiten durch Variation von R oder C unabhängig. Bei vorgegebenem U_S, U_0 und ΔU gibt es also keine τ-Werte, die eine besonders kleine Variabilität der Schaltzeiten bedingen würden.

Verkleinerung der Streuung durch Linearisierung der Kondensatoraufladung

Eine Möglichkeit der Verkleinerung der Streuung bietet die Linearisierung der Aufladung des Kondensators, d. h. eine Umwandlung der e-Funktion in eine Gerade. Die Streuung der Schaltzeiten ist ja für kleine ΔU dem Anstieg der Funktion im Bereich ΔU umgekehrt proportional.

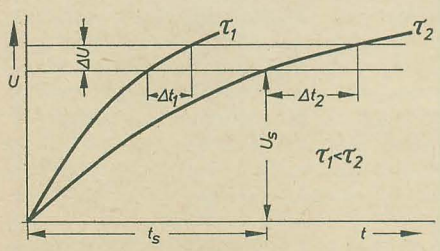


Bild 2: Schaltunsicherheit bei Aufladung nach einer e-Funktion

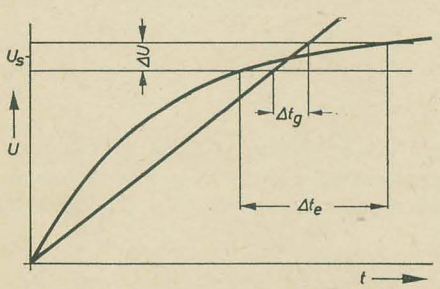


Bild 3: Vergleich der Schaltunsicherheiten bei Gerade und e-Funktion

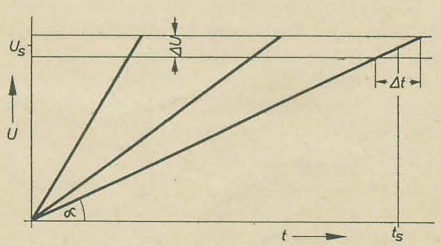


Bild 4: Schaltunsicherheit bei linearer Aufladung in Abhängigkeit von der Schaltzeit

Wenn man fordert, daß Gerade und e-Funktion zur gleichen Zeit t_S den gleichen Spannungswert U_S erreichen, hat die die Gerade schneidende e-Funktion den kleineren Anstieg, bedingt also eine größere Streuung (Bild 3). Ein Zahlenbeispiel soll das veranschaulichen: Bei einer Schaltzeit von $t_S = 100$ s und einer Schaltspannung von 86,47 V benötigt bei einer Aufladung des Kondensators mit den Daten $U_0 = 100$ V, $R = 5\,M\Omega$ und $C = 10\,\mu F$ die e-Funktion zum Durchlaufen einer Schaltunsicherheit von 2 V eine Zeit von $\Delta t_e = 7{,}0$ s; die gleiche Schaltunsicherheit wird bei linearer Aufladung in 2,3 s durchlaufen. Auch bei linearisierter Kondensatoraufladung ist die relative Streuung von der Schaltzeit unabhängig. Es gilt $\Delta U/\Delta t = \tan \alpha$ (s. Bild 4).
Die Schaltzeit t_S ist aber $t_S = U_S/\tan \alpha$. Damit ist das Verhältnis $\Delta t/t_S = \Delta U/U_S$ konstant.

Möglichkeiten der Linearisierung

Der zeitliche Verlauf der Aufladung eines Kondensators ist nicht linear, weil der Ladestrom mit der Aufladung des Kondensators auf Grund der immer kleiner werdenden Spannungsdifferenz $U_0 - U_C$ abnimmt. Um die Aufladung zu linearisieren, muß man also den Strom während des gesamten Ladevorganges konstant halten. Dies kann erreicht werden, indem man den Ladewiderstand durch eine Pentode ersetzt. Eine andere Möglichkeit der Linearisierung bietet der sogenannte Miller-Integrator [6], dessen Prinzipschaltbild im Bild 5 dargestellt ist.
Hierbei wird der Kondensator über einen Gleichspannungsverstärker aufgeladen; der Ladespannung U_0 wirkt also nicht die am Kondensator auftretende Spannung entgegen, sondern nur die am Gitter der Verstärkerröhre liegende sehr kleine Spannung. Bis zur Aufladung des Kondensators auf die Spannung U_0 erhält man damit am Ausgang einen linearen Verlauf der Kondensatorspannung U_A.

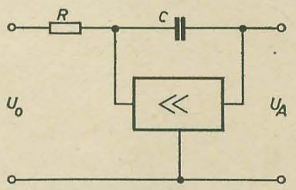


Bild 5: Prinzipschaltbild des Miller-Integrators

Praktische Ausführung einer Zeitgeberstufe mit linearer Kondensatoraufladung und Schmitt-Trigger

Die Streuung der Zeiten eines Zeitgebers nimmt außer mit der Steigung der Zeitfunktion auch mit einer Verkleinerung der Unsicherheitsspanne ΔU ab. Ein sorgfältig aufgebauter Schmitt-Trigger hat eine sehr kleine Unsicherheitsspanne ΔU für das Umklappen in den anderen Schaltzustand. Es lag daher nahe, anstelle eines Thyratrons oder einer Kaltkatodenröhre einmal einen Schmitt-Trigger zu verwenden. Die praktische Ausführung einer derartigen Schaltung zeigt Bild 6.

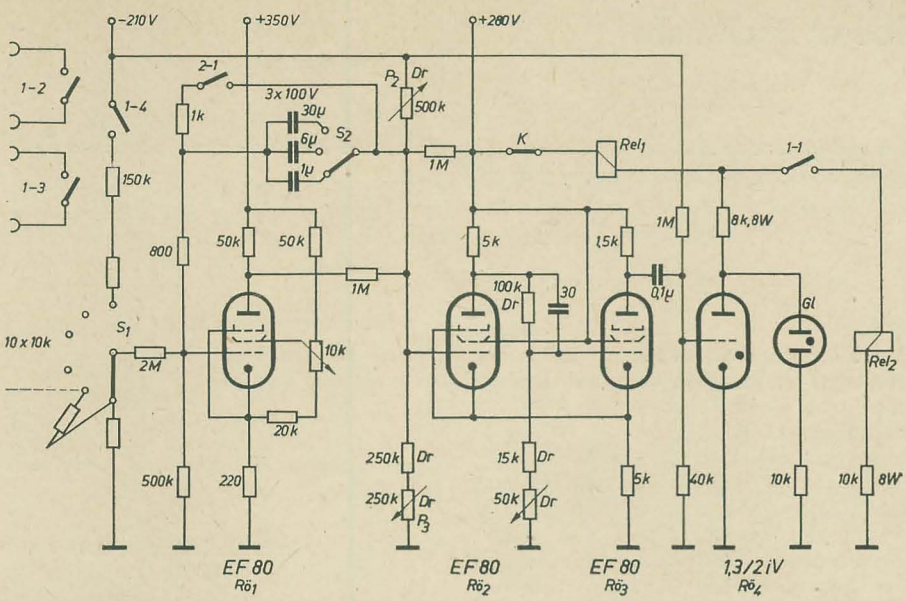


Bild 6: Gesamtschaltbild der Zeitgeberstufe

Eine negative, mit Hilfe des zehnstufigen Schalters S_1 einstellbare Spannung wird auf den Miller-Integrator ($Rö_1$) gegeben. Am Ausgang des Integrators erscheint eine linear ansteigende, positive Spannung, die am Gitter der ersten Röhre eines nach einer bewährten Schaltung [7] aufgebauten Schmitt-Triggers ($Rö_2$, $Rö_3$) liegt. Wenn die Ausgangsspannung des Miller-Integrators den Wert der Schaltspannung U_S erreicht, gibt der Schmitt-Trigger über einen Koppelkondensator einen positiven Impuls auf das negativ vorgespannte Gitter eines Thyratrons ($Rö_4$), das dadurch gezündet wird. Mit der Zündung des Thyratrons zieht Rel_1 an, womit die Zeitgabekontakte 1–2, 1–3 je nach Wunsch geöffnet oder geschlossen werden können. In der Schaltung wird mit dem Anziehen von Rel_1 der Kontakt 1–4 geöffnet und damit die Eingangsspannung ausgeschaltet. Weiterhin öffnet der Kontakt 1–1 und läßt damit Rel_2 stromlos werden, so daß der besonders gut isolierte Kontakt 2–1 schließt und sich der Integrationskondensator C wieder entlädt.

Die Bedienung des Zeitgebers ist recht einfach: Ein Druck auf den Knopf K bewirkt eine Löschung des Thyratrons und den Beginn des Zeitgabevorganges. Während der Zeitgabe leuchtet die Glimmlampe Gl. Nach dem Erlöschen von Gl kann die Zeitgabe durch Knopfdruck sofort wieder ausgelöst werden. Die Grobeinstellung der Zeit erfolgt an S_2, die Feineinstellung an S_1; an den Potentiometern P_2 und P_3 können die Zeiten in kleineren Bereichen kontinuierlich verändert werden.

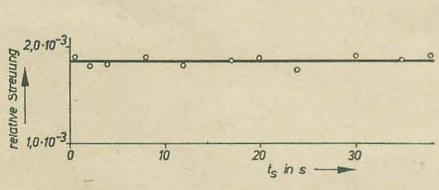


Bild 7: Relative Streuung bei verschiedenen Zeiten

Meßergebnisse

Auf die Streuung der Zeitwerte ist die Konstanz der in der Schaltung mit Dr gekennzeichneten Widerstände von Einfluß, es sind hier möglichst Drahtwiderstände zu verwenden.

Wichtig ist auch eine möglichst gute Isolation der beiden Kondensatorzuführungen und ein hoher Innenwiderstand des Kondensators. Wenn über diesen „Leckwiderstand" bei großen Integrationszeiten die vom Integrator zugeführte Ladung wieder völlig abfließen kann, ist ein Ansteigen der Kondensatorspannung bis zum Wert U_S natürlich unmöglich.

Die minimale Schaltzeit ist durch die Zeitdauer begrenzt, die zum Drücken des Knopfes K notwendig ist, sie liegt bei etwa 0,5 s; die maximale Zeit kann durch Vergrößerung von C und R auf mehrere Stunden gebracht werden; bei $R = 2\,M\Omega$ und $C = 30\,\mu F$ wurden bei der kleinsten Stellung von S_1 20 min erreicht.

Um die Streuung der Zeitwerte auch bei den kurzen Zeiten genau ermitteln zu können, wurden die Zeitgabekontakte dazu benutzt, einen Quarzoszillator an einen Impulszähler zu schalten. Die mit dieser Anordnung nach einer Anlaufzeit von 10 min aus 30 Werten ermittelten relativen Streuungen sind im Bild 7 dargestellt.

Aus dem Bild ist ersichtlich, daß die relativen Streuungen unabhängig von der Schaltzeit unter dem Wert $2 \cdot 10^{-3}$ bleiben. Die Betriebsspannungen waren für diese Messung mit Glimmröhren stabilisiert. Die Zeitgeberstufe ist jedoch gegenüber Spannungsänderungen aller Betriebsspannungen nicht sehr empfindlich, da eine Erhöhung der Integrationsgeschwindigkeit teilweise wieder durch eine Erhöhung der Schaltspannung U_S kompensiert wird.

Literatur

[1] Kretzmann, R.: Schaltungen für elektronische Zeitgeber. Funktechnik 8 (1953), S. 180

[2] Wunderlich, W.: Zeitgeberschaltungen. radio und fernsehen 5 (1956), H. 18, S. 547

[3] Enderlein, K. E.: Elektronischer Präzisionszeitschalter. Funktechnik 11 (1956), S. 414

[4] Zeitschalter mit Kaltkatodenröhren. Elektronik 10 (1961), S. 243

[5] Wilhelmy, W.: Ein spannungsunabhängiger Zeitkreis. Funktechnik 12 (1957), S. 743

[6] Gruhle, W.: Elektronische Hilfsmittel des Physikers. Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg, 1960

[7] Früngel, F.: Impulstechnik, 2. Aufl. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig, Leipzig, 1960

Supraleitungsband

Die Herstellung eines dehnbaren, supraleitenden Niob-Zinn-Bandes von der RCA stellt einen bedeutenden Fortschritt für die Entwicklung von supraleitenden Magneten großer Abmessungen und hoher Feldstärken dar. Das Supraleitungsband Typ R-60214 ermöglicht Stromdichten von über 36 000 A/cm² bei 100 Kilogauß Feldstärke. Bei diesem Band handelt es sich um reines, einphasiges, kristallines Niob-Zinn (Nb_3Sn), das auf eine flexible und hitzebeständige Legierung in Bandform aufgedampft und anschließend galvanisch versilbert wurde.

Das von der RCA entwickelte Verfahren auf ein sich bewegendes Band basiert auf der gleichzeitigen Reduktion von Niobchlorid und Zinnchlorid mit Hilfe von Wasserstoff bei hoher Temperatur. Bei der Abkühlung unter seine kritische Temperatur (18 °K) wird das Niob-Zinn-Material supraleitend. Geeignet präpariert bleibt Nb_3SN supraleitend, während es die größten bisher bekannten Stromdichten bei hohen magnetischen Feldstärken aushält. Es besitzt ein maximales kritisches Feld bei 4,2 °K von über 180 Kilogauß.

Eine besondere Eigenschaft des Bandes ist seine Flexibilität, die das Wickeln in Form von Magnetspulen ohne Einbuße an Supraleitungsfähigkeit gestattet. Ein weiterer Vorteil ist, daß die Supraleitungsfähigkeit bereits unmittelbar nach dem Niob-Zinn-Niederschlag auf dem Substrat vorhanden ist und eine zusätzliche Wärmebehandlung überflüssig macht.

Das Material eignet sich vor allem für den Bau von Magneten mit großen Öffnungen und hohen Feldstärken. Das Band hält auch hohen Druckbeanspruchungen bei starken Magnetfeldern stand. Die kontinuierliche Silberschicht auf dem Band ermöglicht einfache Löttechniken zur Herstellung von Kontakten mit sehr niedrigem Übergangswiderstand (etwa $10^{-7}\,\Omega$) an beliebiger Stelle und bei beliebiger Bandlänge. Infolge seiner hohen Flexibilität kann das Band sowohl zu spiralförmigen als auch schichtförmigen Spulen gewickelt werden. Das Band wird ohne elektrische Isolation geliefert. Bei gewickelten Spulen können als Isoliermaterialien Mylar- oder Metallfolien verwendet werden.

NF-Verstärker mit eisenloser Endstufe

HERMANN RUBBERT

Im nachfolgenden Beitrag soll die Berechnung eines NF-Verstärkers mit eisenloser Endstufe ohne Gegentaktansteuerung gezeigt werden.

Arbeitspunkt der Endstufe

Bild 1 zeigt das Schaltbild des Verstärkers.
Können bei der Endstufe mit Ausgangsübertrager innerhalb der zulässigen Grenzwerte der verwendeten Transistoren die Betriebswerte U_o, $P_\sim$ und R_L frei gewählt werden, so ist dies bei der eisenlosen Endstufe nicht mehr der Fall. Hier lassen sich höchstens zwei Werte vor-

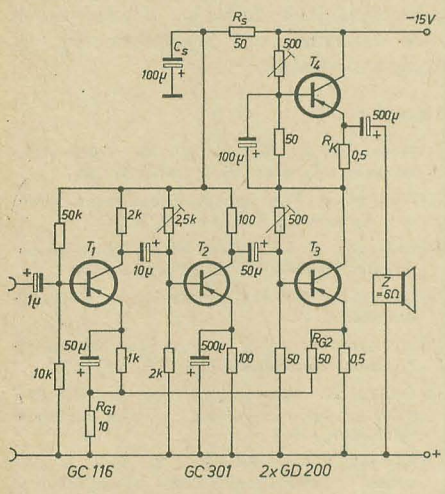


Bild 1: Schaltbild des NF-Verstärkers

geben, woraus dann der dritte bestimmt wird.
Im vorliegenden Fall wird angenommen, an einem Lautsprecher mit $R_L = Z = 6\,\Omega$ soll eine Ausgangsleistung $P_\sim$ von 4 W erreicht werden. Mit der Gleichung

$$U_o = 2 \cdot U_{CE\,rest} + \sqrt{8 \cdot R_L \cdot P_\sim} \qquad (1)$$

wird die hierzu notwendige Betriebsspannung errechnet [1]. Setzt man die vorgegebenen Werte ein und rechnet mit der bei Leistungstransistoren maximal auftretenden Restspannung von 1 V, so ergibt das für $U_o = 15{,}8 \approx 16$ V.
Den einzustellenden Ruhestrom erhält man mit

$$I_o = \frac{2 \cdot P_\sim}{U_o - 2 \cdot U_{CE\,rest}} = 0{,}58\ \text{A} \qquad (2)$$

Betrachtet man die hierzu bei Vollaussteuerung auftretende Ausgangsspannung auf einem Oszillografenschirm, so ist gerade noch kein Abkappen des Sinusverlaufes zu erkennen. Das bedeutet, daß der Klirrfaktor noch gering ist. In der Rundfunktechnik ist es jedoch üblich, die maximale Ausgangsleistung der Endverstärker bei einem Klirrfaktor von K = 10% zu definieren. Wird daher der Aussteuerungsgrad soweit erhöht, daß ein Klirrfaktor von 10% auftritt, so gewinnt man etwa 20% mehr Endstufenleistung. Die Ausgangsspannung zeigt hierbei schon ein erhebliches Abkappen an den Spitzen der Sinuskurve [2]. Die Kurven beider Ausgangsspannungen zeigt Bild 2. Man erhält also beim maximal zulässigen Klirrfaktor von 10% eine Ausgangsleistung von

$$P'_\sim = 1{,}2 \cdot P_\sim \qquad (3)$$

Diese Tatsache läßt sich bereits bei der Dimensionierung der Endstufe berück-

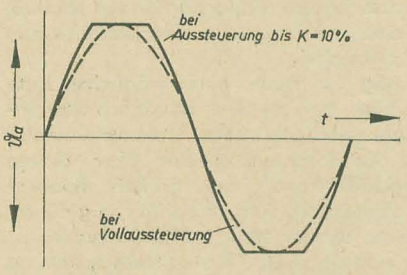


Bild 2: Verlauf der Ausgangsspannungen

sichtigen. Hierzu formt man Gl. (3) nach $P_\sim$ um und setzt die Gln. (1) und (2) ein. Damit ergeben sich die Gleichungen

$$U_o = 2 \cdot U_{CE\,rest} + \sqrt{\frac{8 \cdot R_L \cdot P'_\sim}{1{,}2}} \qquad (4)$$

$$I_o = \frac{2 \cdot P'_\sim}{1{,}2\,(U_o - 2 \cdot U_{CE\,rest})} \qquad (5)$$

Mit diesen Gleichungen ergibt sich für die Betriebsspannung $U_o = 14{,}6 \approx 15$ V und für den Ruhestrom $I_o = 0{,}526 \approx 0{,}53$ A. Wie leicht nachzurechnen ist, verringert sich bei der Dimensionierung nach den Gln. (4) und (5) die maximal auftretende Verlustleistung um etwa 1,5 W ≙ 16,3%. Bezüglich der abzuleitenden Wärme bringt dies gewisse Vorteile.

Berechnung des Widerstandes R_K

Die über R_K abfallende Wechselspannung muß so groß sein, daß sie den zur Vollaussteuerung von T_4 notwendigen Basisstrom durch den Transistor treiben kann. Es muß also sein

$$\hat{u}_{be} = R_K \cdot \hat{\imath}_{RK} \qquad (6)$$

Durch weiteres Einsetzen und Umformen wird daraus

$$R_K = \frac{1{,}2\,(U_o - 2 \cdot U_{CE\,rest})\,\hat{u}_{be}}{2 \cdot P'_\sim} \qquad (7)$$

Mit der dem Kennlinienfeld für Vollaussteuerung entnommenen Basisspannung $\hat{u}_{be} = 0{,}25$ V erhält man für $R_K = 0{,}5\,\Omega$.

Stabilisierung der Endstufe

Bekanntlich muß der Arbeitspunkt eines Transistors gegen Verlagerung durch die sich ändernde Umgebungstemperatur stabilisiert werden. Eine der gebräuchlichsten Maßnahmen hierzu ist die Schaltung nach Bild 3 mit Basisspannungsteiler und Emitterwiderstand.
Für eine gute Stabilisierung ist es ausreichend, wenn die Emitterspannung mit $U_E \geqq 1$ V und der Querstrom durch R_2 mit etwa $5 \cdot I_B$ festgelegt werden [3].
Bei Leistungs-A-Endstufen läßt sich diese Forderung mit Rücksicht auf die Verluste nicht mehr erfüllen. Man wählt U_E daher kleiner und macht den Querstrom durch R_2 etwa gleich dem Basisstrom. Im vorliegenden Fall entspricht $R_E = R_K$, dessen Größe bereits zu 0,5 Ω bestimmt wurde.

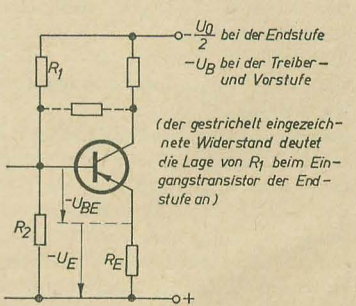


Bild 3: Arbeitspunktstabilisierung mit Basisspannungsteiler und Emitterwiderstand

Für den Widerstand R_2 erhält man aus Bild 3

$$R_2 = \frac{\beta\,(U_{BE} + U_E)}{I_o} \qquad (8)$$

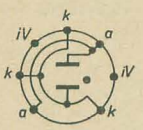
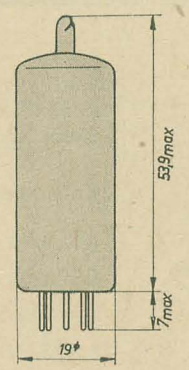
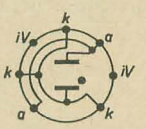
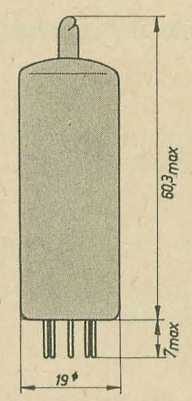
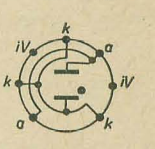
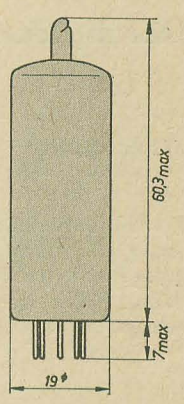
Mit einer Stromverstärkung von $\beta = 50$ und einer Basisspannung von $U_{BE} \approx 0{,}25$ V ergibt das für $R_2 \approx 50\,\Omega$.

Fortsetzung auf Seite 661

K. STURM 31

Stabilisatorröhren StR 100/60 StR 125/60 StR 150/60

Mit den Stabilisatorröhren StR 100/60, StR 125/60 und StR 150/60 wird das in der RÖHRENINFORMATION 1 [Heft 14 (1964)] aufgeführte Sortiment an Stabilisatorröhren um drei weitere Typen ergänzt.
Die Röhren besitzen eine Entladungsstrecke. Sie werden zum selbsttätigen und trägheitslosen Konstanthalten einer Gleichspannung verwendet.
Die StR 100/60 entspricht dem Typ GR 28–40, die StR 125/60 dem Typ GR 28–20 und die StR 150/60 dem Typ GR 28–10.
Die Betriebslage der Röhren ist beliebig.

Technische Daten	StR 100/60	StR 125/60	StR 150/60
	 	 	 
Masse in g:	≈ 8	≈ 10	≈ 10
Sockel:	7-Stift-Miniatur	7-Stift-Miniatur	7-Stift-Miniatur
KENNWERTE			
Zündspannung U_z in V:	≦ 140[1])	≦ 180[1])	≦ 180[1])
Brennspannung bei mittlerem Querstrom			
U_B in V:	102	125	150
$U_{B\,max}$ in V:	105[2])	130[2])	159[2])
$U_{B\,min}$ in V:	99[2])	124[2])	145,5[2])
Querstrom I_q in mA:	35	35	35
Brennspannungsänderung $\Delta U_{B\,max}$ in V	5,5	8	7,5
(bei I_q = 5···60 mA):			
innerer Widerstand R_I in Ω:	≈ 100	≈ 150	≈ 150
Anlaufzeit t_{AL} in min:	≧ 10	≧ 10	≧ 10
GRENZWERTE			
Querstrom $I_{q\,max}$ in mA:	60	60	60
$I_{q\,min}$ in mA:	5	5	5
Einschaltstrom $I_{L\,max}$ in mA:	75[3])	75[3])	75[3])
Parallelkondensator $C_{p\,max}$ in µF:	0,1[4])	0,1[4])	0,1[4])
Umgebungstemperatur			
$t_{Ugb\,max}$ in °C:	90	90	90
$t_{Ugb\,min}$ in °C:	— 55	— 55	— 55

[1]) Bei völliger Dunkelheit kann dieser Wert bedeutend höher liegen.
[2]) Streuwerte von Röhre zu Röhre (bei I_q = 35 mA).
[3]) maximal 10 s.
[4]) Zur Vermeidung von Kippschwingungen soll ein parallel zur Röhre geschalteter Kondensator diesen Wert nicht überschreiten.

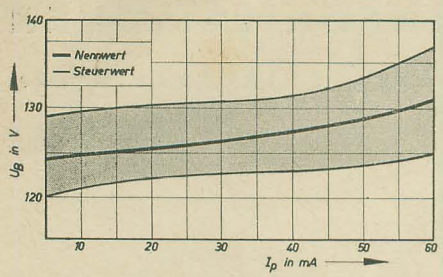


Bild 1: Brennspannungskennlinie der StR 100/60 ▷

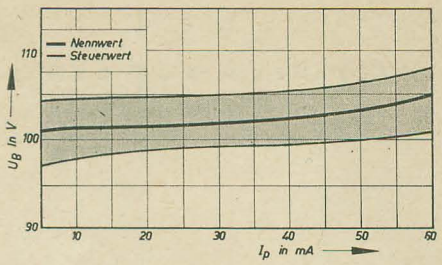


Bild 2: Brennspannungskennlinie der StR 125/60

Der vorgeschriebene minimale Querstrom darf bei voller Belastung durch den Verbraucher nicht unterschritten werden, sonst ist eine Stabilisierung nicht mehr gewährleistet. Die Röhre darf nur mit positiver Spannung an der Anode betrieben werden, anderenfalls verschlechtern sich ihre Regeleigenschaften erheblich.
Die Röhre erreicht erst nach etwa zehn Minuten Betriebszeit stabile Werte (Gleichgewichtszustand).
Die größte Spannungskonstanz wird dann erreicht, wenn die Röhre mit einem konstanten Querstrom betrieben wird.

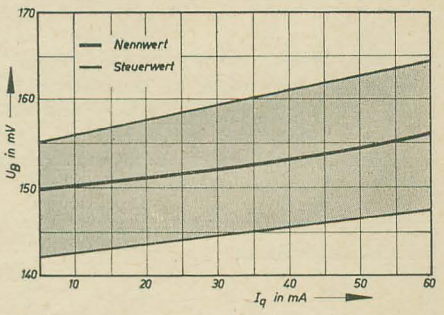


Bild 3: Brennspannungskennlinie der StR 150/60

Erklärung der Typenbezeichnungen für Gasentladungsröhren

Stabilisatorröhren

„StR" steht für Stabilisatorröhre.
Die erste Zahl nach den Buchstaben gibt die Brennspannung der Röhre in V an.
Die Zahl hinter dem Schrägstrich gibt den maximalen Querstrom für Dauerbetrieb in mA an.

Thyratrons und Gleichrichterröhren

Die Röhren sind entsprechend ihren Leistungswerten mit Kennziffern und Buchstaben gekennzeichnet. Diese Kennzeichnung hat folgende Bedeutung:

G = Gleichrichterröhre, ungesteuert

S = steuerbare Röhre (Gleichrichterröhre oder Thyratron)

Die folgenden Zahlenangaben sind Leistungswerte, wobei die erste Zahl den Wert der maximalen Anodensperrspannung in kV und die zweite Zahl (hinter dem Schrägstrich) den maximalen Spitzenwert des Anodenstromes in A angibt. Der darauf folgende Kleinbuchstabe gibt über die Art der Katodenheizung Auskunft, und zwar bedeutet „d", daß die Röhre mit einer direkt geheizten und „i", daß sie mit einer indirekt geheizten Katode ausgerüstet ist. Die Art der Gasfüllung ist aus einer anschließenden römischen Zahl bzw. einem Buchstaben erkennbar.

Es bedeuten:

I = Argonfüllung

II = Heliumfüllung

III = Wasserstoffüllung

IV = Kryptonfüllung

V = Xenonfüllung

VI = Neonfüllung

M = Mischfüllung (Edelgas und Quecksilberdampf)

Fehlt diese Bezeichnung, so ist die Röhre nur mit Quecksilberdampf gefüllt.

Kaltkatodenrelaisröhren

„Z" steht für Kaltkatodenröhre.

Die erste Ziffer gibt die Röhrenform an:

8 = Miniaturröhre mit 9 Stiften

6 = Subminiaturröhre

Die zweite und dritte Ziffer ist eine laufende Nummer.
Hinter der Zahl:

E = Elektrometerröhre

T = Relaisröhre mit 3 Elektroden

U = Relaisröhre mit 4 Elektroden

W = Relaisröhre mit 5 Elektroden

X = Relaisröhre mit 6 Elektroden

Für den Typ Z 5823 gilt dieses Ordnungssystem nicht.

Dekadenzählröhren und Anzeigeröhren

„Z" steht für Kaltkatodenröhre.
Der Buchstabe hinter der Zahl hat folgende Bedeutung:

C = Zählröhre

M = Anzeigeröhre

S = Schaltröhre

Leistungsschaltröhren (Kaltkatodenhochstromröhren)

„Z" steht für Kaltkatodenröhre.
Die Zahl vor dem Schrägstrich gibt die maximale Bereitschaftsspannung in kV an.
Die Zahl hinter dem Schrägstrich gibt den maximalen Anodenspitzenstrom in A an.
Der Buchstabe hinter der Zahl gibt wie bei Relaisröhren die Zahl der Elektroden an.

Mitteilung aus dem

VEB Industrievertrieb

Rundfunk und Fernsehen

Leipzig

Taschen-Transistorempfänger „Bambino"

Der Taschen-Transistorempfänger „Bambino" wurde aus der Föderativen Volksrepublik Jugoslawien importiert. Die vorläufig eingeführte Stückzahl beträgt 10 000 Geräte. Vom Zentralen Warenkontor Berlin ist vorgesehen, diese Geräte auf Grund der geringen Anzahl schwerpunktmäßig nur in den Bezirkshauptstädten bzw. Vertriebsfilialen des VEB RFT Industrievertrieb zu verkaufen. „Bambino" ist ein Mittelwellengerät, das etwa in die „Sternchen"-Gruppe eingestuft werden kann. Der Hersteller ist Elektronska Industrija, Nis-Jugoslawien. Das Gehäuse des Empfängers besteht aus stoßfestem Plastmaterial. Das Gerät kann durch Abnehmen des rückseitig angebrachten Deckels, der durch Sperrnasen mit dem Gehäuse verbunden ist, geöffnet werden. Die bestückte Platine des Empfängers kann ohne Montage von Teilen durch Lösen von zwei Schrauben herausgenommen werden. Das Gerät ist mit einer geraden Vollsichtskala ausgestattet. Dieser Vorteil wurde durch Anbringen einer Kurbel auf der Drehkondensatorachse und eines Hebels mit Langloch, der als Zeiger wirkt, erzielt. Die Batterien werden durch ein herausnehmbares Doppelkammermagazin gehalten. Zwei Wendelfedern, die die Kontaktbrücke gegen die Batterien drücken, verhindern Kontaktschwierigkeiten. Der Rändelknopf des Lautstärkereglers ist geschlitzt und wirkt als Einschaltverriegelung. Beim Einschalten muß deshalb ein leichter Druck nach unten ausgeführt werden.

HF-ZF-Teil

Das Sendersignal wird durch eine Ferritantenne als Vorkreis aufgenommen. Die Induktivität besteht aus zwei Spulen (eine ist abstimmbar), die symmetrisch auf dem Ferritstab befestigt sind. Die Basis des selbstschwingenden Mischtransistors wird niederinduktiv durch eine Hilfswicklung an den Vorkreis angepaßt. Die Arbeitspunkteinstellung sowie die statische Stabilisierung erfolgt durch die Widerstände R_1 bis R_3. Die Oszillatorspannung in der Mischstufe entsteht durch induktive Rückkopplung zwischen Kollektor und Emitter. Der Vor- und Oszillatorkreis wird durch einen Doppeldrehko mit Luftdielektrikum abgestimmt. Auf dem Drehko sind weiterhin zwei Trimmer angebracht, die einen Abgleich im Eingang auf der C-Seite ermöglichen. Der ZF-Verstärker ist zweistufig ausgeführt. Als Selektionsmittel dienen drei Miniaturfilter, die jeweils als einstufige Schwingkreise mit Ankoppelwicklung zwecks Anpassung ausgestattet sind. Die Neutralisation erfolgt in beiden Stufen über einen kleinen Kondensator (C_{15} und C_{24}), der zwischen der Basis und der Induktivität im Ausgang eines Transistors liegt. Die zwei Stufen werden jeweils durch zwei Widerstände in der Emitterzuleitung stabilisiert. Der Widerstand R_5 in der 1. ZF-Stufe ist regelbar ausgeführt und wird auf größte Empfindlichkeit des Gerätes eingestellt. Außerdem erhält diese Stufe eine Regelspannung, die nach der Demodulationsdiode AA 120 entsteht und durch das Siebglied R_{12} und C_{10} verzögert wird. Es handelt sich um eine Abwärtsregelung. Als ZF-Verstärker existieren zwei Varianten im elektrischen Aufbau:

1. Die Geräte bis zur Auslieferung von 3100 Stück sind in der Zwischenfrequenz mit den Transistoren SFT 317 bestückt. Die dazugehörigen Filter sind mit farbigen Punkten gekennzeichnet.

2. Die Lieferung des 3101. Gerätes bis zum 10000. Gerät enthält in der Zwischenfrequenz den Transistor AF 260. Die Filter dieser Variante sind mit farbigen Strichen gekennzeichnet.

Farbkennzeichnungsschlüssel:

1. ZF-Filter rot
2. ZF-Filter schwarz
3. ZF-Filter gelb.

NF-Teil

Der NF-Verstärker besteht aus einem Treiber und der Gegentakt-B-Endstufe. Diese Art der Endstufe ermöglicht eine Gleichstromleistungsaufnahme in Abhängigkeit von der Höhe der Sprechleistung. Weiterhin wird bei der niedrigen Batteriespannung von 3 V eine recht hohe Ausgangsleistung erreicht.
Das NF-Signal gelangt vom Demodulatorteil über den Lautstärkeregler R_{13} und den Kondensator C_{21} zur Basis des Treibertransistors. Dieser ist durch die Widerstände R_{14}, R_{16} und R_{18} stabilisiert. Der

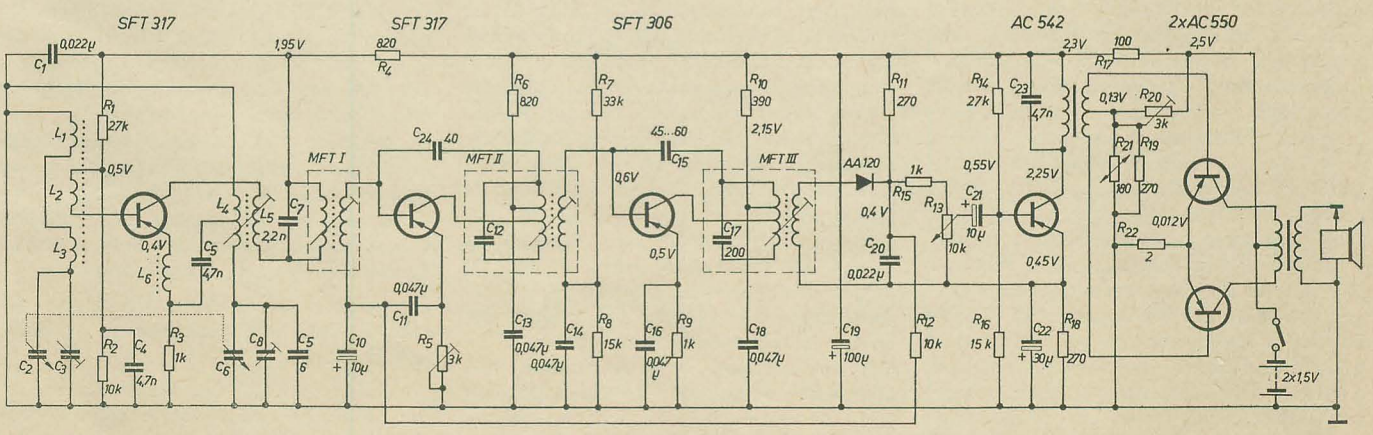


Bild 1: TT-Empfänger „Bambino"

Treibertransformator steuert im bekannten Gegentaktprinzip die beiden Endstufentransistoren. Diese sind durch das Widerstandsnetzwerk an der Basis und dem Emitterwiderstand R_{22} stabilisiert. R_{21} ist ein Thermistor. Der Arbeitspunkt wird durch den Regler R_{20} eingestellt und liegt dann richtig, wenn beide Endstufen einen Strom von 6 mA aufnehmen bzw. über den Widerstand R_{22} eine Spannung 12 mV abfällt.

Der Ausgangstrafo ermöglicht Anpassung zwischen der Endstufe und dem Lautsprecher. Eine frequenzabhängige Gegenkopplung ist nicht vorgesehen. Der Frequenzgang wird hauptsächlich durch die Übertrager und den Lautsprecher bestimmt. Diese Ausführung kann bei Kleingeräten technisch als vertretbar angesehen werden.

Auf Grund der geringen Stückzahl mit dem schwerpunktmäßigen Verkauf in den Bezirkshauptstädten wurden zur Reparatur des Gerätes nur die 18 folgenden Spezialwerkstätten herangezogen. Diese sind mit dem vollen Ersatzteilsortiment ausgerüstet.

Spezialwerkstätten für die Reparatur des TT-Gerätes „Bambino"

1. VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
   Bezirksvertriebsleitung Rostock, Buchbinderstr. 12
   Bezirksvertriebsleitung Schwerin, Barackenstadt Baracke 12
   Bezirksvertriebsleitung Neubrandenburg, Wartlaustr. 3–5
   Bezirksvertriebsleitung Brandenburg, Joliot-Curie-Str. 17
   Bezirksvertriebsleitung Frankfurt, Walter-Korsing-Str. 28–29
   Bezirksvertriebsleitung Cottbus, Merzdorfer Str. 28
   Bezirksvertriebsleitung Magdeburg, Halberstädter Str. 37
   Bezirksvertriebsleitung Halle, Raffineriestr. 31
   Bezirksvertriebsleitung Erfurt, Neuwerkstraße 7
   Bezirksvertriebsleitung Gera, Talstr. 11
   Bezirksvertriebsleitung Meinigen, Anton-Ulrich-Str. 25–27
   Bezirksvertriebsleitung Dresden, Bautzner Str. 15
   Bezirksvertriebsleitung Leipzig, Erdmannstr. 12
   Bezirksvertriebsleitung Karl-Marx-Stadt, Bernsdorfer Str. 5a
   Bezirksvertriebsleitung Berlin, Friedrichstr. 129 Block F
2. Fa. Jürgens u. Girnt, Potsdam, Friedrich-Ebert-Str. 121
3. PGH Eisenhüttenstadt, Fritz-Heckert-Straße 62
4. VEB DLK Dessau, August-Bebel-Str. 48

Das Zentrale Warenkontor Berlin hat die einzelnen Verkaufsstellen von der Festlegung dieser Werkstätten unterrichtet, so daß der Kunde beim Kauf des Gerätes die für ihn in Frage kommende Werkstatt erfährt.

Aus den bisherigen Erfahrungen kann festgestellt werden, daß das Gerät trotz seiner Kleinheit eine recht ansprechende Empfindlichkeit und Ausgangsleistung erreicht. Die durchschnittliche Betriebszeit eines Batteriesatzes beträgt 50 Stunden.

Technische Daten des TT-Empfängers „Bambino"

Batteriespannung:	2 × 1,5 V Gnomzellen
Transistoren:	2 × SFT 317, SFT 306, AC 542, 2 × AC 550 oder 1 × SFT 317, 2 × AF 260, AC 542, 2 × AC 550
Demodulator:	Germaniumdiode AA 120
Anzahl der Kreise:	fünf, davon zwei veränderlich
Wellenbereich:	Mittelwelle 515 bis 1625 kHz
Zwischenfrequenz:	460 kHz
Antenne:	eingebaute Ferritantenne
Lautsprecher:	permanent-dynamisch Korbdurchmesser 55 mm
Abmessungen:	128 × 75 × 37 mm
Gewicht:	300 p (ohne Batterien)

Rundfunk-Heimempfänger „Melodia" Typ M 10-C

Zwecks Erweiterung des Sortiments wurde der Rundfunkempfänger „Melodia" aus der Volksrepublik Bulgarien importiert. In diesem Jahr werden 25 000 Stück dieser Geräte eingeführt. Zur Sicherung eines einwandfreien Service wurde neben dem Liefervertrag mit AHU Heimelectric noch zusätzlich ein spezieller Kundendienstvertrag zwischen dem Staatlichen Handelsunternehmen Elektroimpex Sofia und dem VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen abgeschlossen. Reparaturen innerhalb der Garantiezeit führen alle in der DDR vorhandenen Rundfunk-Vertragswerkstätten durch.

„Melodia" ist ein Mittelklassen-Heimgerät. Für die Wellenbereich-Umschaltungen ist ein Tastenaggregat vorgesehen. Die Abstimmung des Empfängers erfolgt duplex über zwei Antriebsknöpfe. Für den KW-Bereich ist eine Kurzwellenlupe eingebaut, die bei Betätigung des UKW-Abstimmknopfes wirksam wird. Weiterhin enthält das Gerät eine abschaltbare und drehbare Ferritantenne mit entsprechender Zahlenanzeige auf der Skala. Eine optimale Sendereinstellung wird optisch durch ein magisches Band ermöglicht. Die Beeinflussung des Frequenzganges im NF-Teil erfolgt durch getrennte Regler für Höhen und Tiefen.

Technische Kurzbeschreibung

Bei AM wird die Antennenenergie niederinduktiv in die drei Vorkreise eingekoppelt. Das Triodensystem der ECH 81 ist bei LW und MW als Colpitts- und bei KW als Meißner-Oszillator geschaltet.

Der getrennt angebaute und ausgeführte UKW-Tuner erhält seine Antennenenergie angepaßt auf den 240-Ω-Eingangswiderstand. Die Vorstufe ist in Gitterbasisschaltung ausgeführt. Die selbstschwingende Mischstufe wird über die Anode induktiv rückgekoppelt. Die Abstimmung erfolgt mit Variometer. Außerdem enthält der UKW-Tuner die Spule für die Kurzwellenlupe, die mit der Induktivität des Oszillatorkreises in Serie geschaltet ist.

Der ZF-Verstärker ist entsprechend den allgemein bekannten 6/9-Kreis-Empfängern aufgebaut. Bei FM wirkt das Heptoden-System der ECH 81 als ZF-Verstärker. Die Demodulation und NF-Vorverstärkung geschieht durch die Verbundröhre EABC 80. Der eingebaute Ratiodedektor ist unsymmetrisch aufgebaut. Weiterhin ist ein getrennter Diodenausgang für Tonabnehmer und Tonband vorhanden. Zwischen der Anode der NF-Vorverstärkerröhre und dem Gitter der Endröhre liegt das Klangregelnetzwerk. Die Endstufe mit der Röhre EL 84 ist durch eine Hilfswicklung auf dem Ausgangstrafo induktiv über das Schirmgitter gegengekoppelt. Eine teilweise Kompensation des Magnetfeldes wird durch eine angezapfte Anodenwicklung erreicht. Von der Sekundärseite des Ausgangstrafos erfolgt eine frequenzabhängige Gegenkopplung zurück auf den NF-Eingang des Gerätes. Die Hochtonlautsprecher sind kapazitiv an den NF-Ausgang angekoppelt.

Der umschaltbare Netztrafo speist ein Netzteil mit Selengleichrichter in Brükkenschaltung.

Im übrigen enthält der Rundfunkempfänger „Melodia" keine technischen Besonderheiten.

Technische Daten des Rundfunk-Heimempfängers „Melodia“

Netzspannung:	110/127/150/220/240 V 50 Hz
Leistungsaufnahme:	etwa 60 VA
Röhrenbestückung:	ECC 85, ECH 81, EF 89, EABC 80, EL 84, EM 84
Netzgleichrichter:	Selengleichrichter
Wellenbereiche:	LW 145···350 kHz MW 520···1620 kHz KW 5,8···18 MHz UKW 87,5···100,5 MHz
Empfindlichkeit bei 50 mW Ausgangsleistung:	LW 60 μV MW 30 μV KW 40 μV UKW 5 μV
NF-Empfindlichkeit:	$\leq$ 15 mV bei 50 mW
Lautsprecher:	1 $\times$ 3 W permanent-dynamisch oval 2 $\times$ 1 W permanent-dynamisch rund
Zwischenfrequenz:	AM 460 $\pm$ 2 kHz FM 10,7 $\pm$ 0,2 MHz
Anzahl der Kreise:	AM 6, FM 9
Abmessungen:	600 $\times$ 330 $\times$ 260 mm
Gewicht:	etwa 15 kp

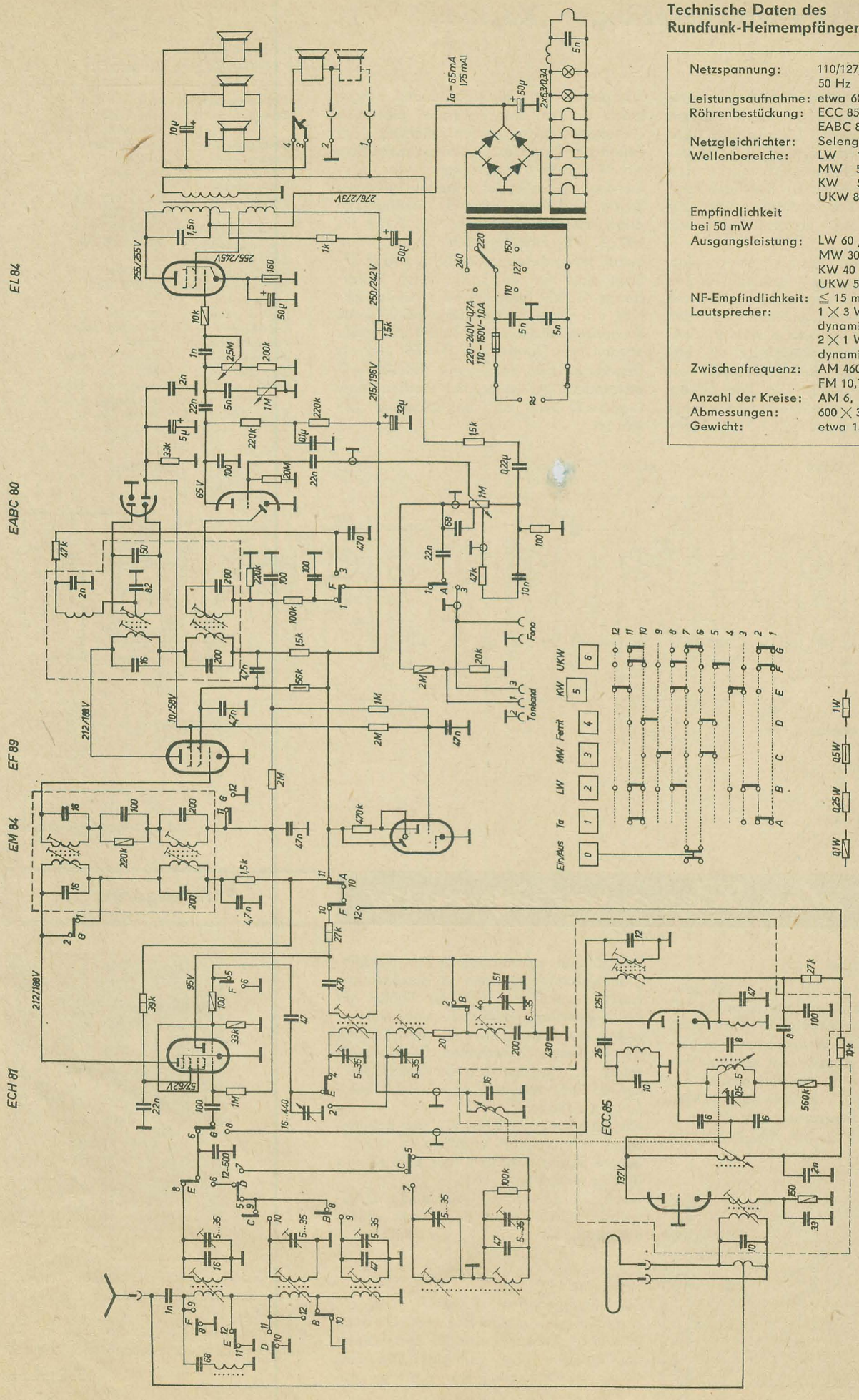


Bild 2: Rundfunk-Heimempfänger „Melodia“

Taschen-Transistorempfänger „Kosmos"

Im April dieses Jahres wurde mit dem sowjetischen Außenhandelsunternehmen Maschpriborintorg ein Liefervertrag über den TT-Empfänger „Kosmos" abgeschlossen. Zum gleichen Zeitpunkt wurde vom VEB RFT Industriebetrieb Rundfunk und Fernsehen ein Kundendienstvertrag zur Sicherstellung der Ersatzteilversorgung unterzeichnet.

Der TT-Empfänger „Kosmos" besitzt eine Ferritantenne und einen Anschluß für Zusatzantenne sowie Anschluß für Ohrhörer (Anschlußbuchsen entsprechen nicht der TGL). Als Spannungsquelle werden zwei Akkus (Knopfzellen) eingesetzt, die bei mittlerer Lautstärke eine Betriebszeit von fünf Stunden ergeben. Die Knopfzellen können mit dem mitgelieferten Ladegerät am Wechselstromnetz (127/220 V umschaltbar) in 12 bis 15 Stunden aufgeladen werden. Der Hersteller gibt eine einhundertmalige Lademöglichkeit der Zellen an. Zum Gerät gehören außerdem ein zweiter Satz Knopfzellen.

Der Empfänger ist ein 5-Kreis-Empfänger; davon sind zwei kapazitiv veränderlich durch einen Kleinstdrehko mit 2 × 3 bis 150 pF. Die Eingangsstufe (selbstschwingende Mischstufe) sowie die 1. und 2. ZF-Stufe sind mit den sowjetischen Transistoren GT 309 bestückt. Die Gleichrichtung erfolgt durch eine Diode D 9 W. Als Niederfrequenzverstärker und Treiberstufe werden die Transistoren GT 109 und als Gegentaktstufe die Typen GT 108 A–G verwendet. Im Ladegerät werden zwei Dioden D 226 A zur Gleichrichtung verwendet.

Technische Daten des TT-Empfängers „Kosmos":

Batteriespannung:	2,5 V
Batterietyp:	zwei Stück Knopfzellen D-0,1
Spieldauer:	fünf Stunden
Ruhestrom:	< 10 mA
Schaltung:	Superhet
Transistorenbestückung:	3 × GT 309, 2 × GT 109, 2 × GT 108
Diodenbestückung:	1 × D 9 W
Wellenbereich:	530···1600 kHz
Zahl der Kreise:	5
Empfindlichkeit:	< 8 mV/m
Zwischenfrequenz:	470 kHz
Empfangsgleichrichtung:	mit Diode
Lautstärke:	stetig regelbar
Ausgangsleistung:	15 mW
Abmessungen:	70 × 60 × 27 mm
Gewicht:	150 p
Gehäuse:	Polystyrol in acht verschiedenen Farben
Ladegerät:	127/220 V 50 Hz

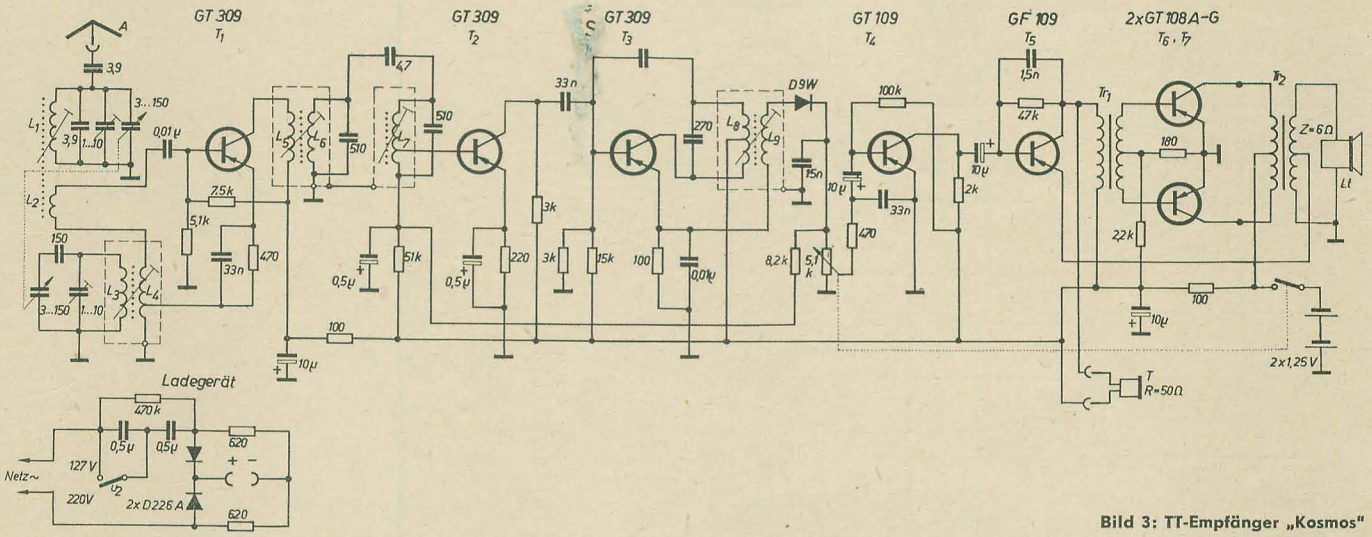


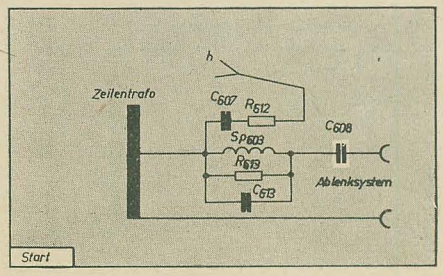
Bild 3: TT-Empfänger „Kosmos"

Aus der Reparaturpraxis

Fernsehgeräte

Bildgrößenwechsel

Bei einem TV-Empfänger „Start" trat zeitweise eine große Überbreite (etwa 25 cm) und dann eine bedeutende Verengung des Bildes auf. Der Wechsel war unregelmäßig und trat teilweise erst nach mehreren Stunden auf. Es wurden probeweise das Ablenksystem, der Zeilentrafo sowie die Röhren des Horizontalgenerators und der -endstufe ($Rö_{402}$ und $Rö_{601}$) gewechselt; auch der versuchsweise Wechsel der Bildröhre war erfolglos.



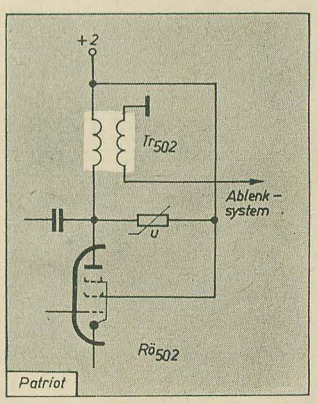
Das Signal an Meßpunkt 15 (Oszillogramm) blieb aber auch bei den Schwankungen gleich, so daß der Fehler nur noch zwischen Zeilentrafo und Ablenksystem zu suchen war. Bei der Prüfung der in Frage kommenden Bauelemente stellte sich heraus, daß der Kondensator C_{608} (0,2 µF) zeitweise Kapazitätsschwankungen aufwies.

Ein probeweises Einlöten eines Kondensators von 0,15 µF ergab eine wesentlichere Breite, während bei 0,25 µF das Bild zu schmal war.

Nach Einbau von C_{608} mit seinem Originalwert funktionierte das Gerät wieder einwandfrei.

Tonstörung

Bei einem „Rafena PATRIOT" trat ein regelmäßiges Prasseln auf, was sich auch im Bild als Zuckungen zeigte. Die Prüfung des Tonteiles blieb erfolglos. Eine Einstrahlung von außen war nicht vorhanden. Nach einer gründlichen Prüfung wurde der Bildausgangstrafo als Fehlerquelle ermittelt.



Tr_{502} wies als Fehler ein Sprühen von der Primärwicklung zur Sekundärwicklung auf.

G. Enghardt

7. Eigenschaften abgeschlossener Vierpole

Die Betriebsparameter Eingangswiderstand, Ausgangswiderstand, Spannungsübersetzungsverhältnis und Stromübersetzungsverhältnis sind abhängig von der Art des Abschlusses. Die für die einzelnen Matrizenarten geltenden Beziehungen sind in der Tabelle 5 zusammengestellt. Bild 9 zeigt einen beiderseitig abgeschlossenen Vierpol.

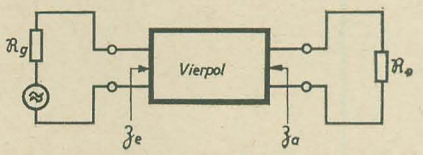


Bild 9

8. Anwendung der Matrizenrechnung auf den Transistor

Bei der Anwendung der Vierpoltheorie auf den Transistor haben sich einige Besonderheiten eingebürgert, die bei der Zusammenschaltung des Transistorvierpols mit anderen Vierpolen zu beachten sind.

8.1. Zählpfeilrichtung

Im Gegensatz zur Zählpfeilrichtung bei den passiven Vierpolen wird beim Transistor auch der Ausgangsstrom $\mathfrak{I}_2$ als in den Vierpol hineinfließend angenommen (Bild 10).
Das gilt für alle Vierpoldarstellungen des Transistors.

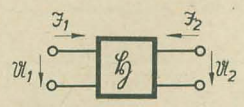


Bild 10

8.2. Die Hybridmatrix

In der Transistortechnik ist eine andere Schreibweise der Reihenparallelmatrix üblich, die als Hybridmatrix (Elemente der Matrix ≙ Hybridparameter) bezeichnet wird.

Während das Gleichungssystem für die Reihenparallelmatrix wie folgt geschrieben wird

$$\mathfrak{U}_1 = d_{11} \cdot \mathfrak{U}_2 + d_{12} \cdot \mathfrak{I}_1$$

$$\mathfrak{I}_2 = d_{21} \cdot \mathfrak{U}_2 + d_{22} \cdot \mathfrak{I}_1$$

schreibt man mit den h-Parametern die Gleichungen in folgender Form

$$\mathfrak{U}_1 = h_{11} \cdot \mathfrak{I}_1 + h_{12} \cdot \mathfrak{U}_2$$

$$\mathfrak{I}_2 = h_{21} \cdot \mathfrak{I}_1 + h_{22} \cdot \mathfrak{U}_2$$

wobei außerdem noch die unterschiedliche Zählpfeilrichtung zu beachten ist.
Zwischen der $\mathfrak{H}$-Matrix und der $\mathfrak{D}$-Matrix ergibt sich demnach die Beziehung

$$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{12} & d_{11} \\ -d_{22} & -d_{21} \end{pmatrix}$$

Die $\mathfrak{H}$-Parameter haben im Gegensatz zu den Elementen der $\mathfrak{D}$-Matrix (vergl. Tabelle 1) etwas andere Bezeichnungen:

$h_{11} = \left.\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_1}\right|_{\mathfrak{U}_2 = 0}$ Eingangskurzschlußwiderstand

$h_{12} = \left.\frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{U}_2}\right|_{\mathfrak{I}_1 = 0}$ Leerlauf-Spannungsrückwirkung

$h_{21} = \left.\frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{I}_1}\right|_{\mathfrak{U}_2 = 0}$ Kurzschlußstromverstärkung

$h_{22} = \left.\frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{U}_2}\right|_{\mathfrak{I}_1 = 0}$ Ausgangsleerlaufleitwert

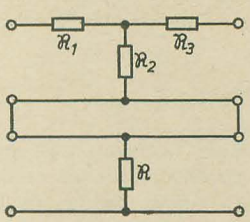


Bild 11

Tabelle 5: Eigenschaften abgeschlossener Vierpole

	$\mathfrak{Z}$	$\mathfrak{Y}$	$\mathfrak{D}$	$\mathfrak{G}$	$\mathfrak{A}$
$\mathfrak{Z}_e$	$\frac{\mathfrak{Z}_{11} \cdot \mathfrak{R}_0 - \lvert\mathfrak{Z}\rvert}{\mathfrak{R}_0 - \mathfrak{Z}_{22}}$	$\frac{\mathfrak{Y}_{22} \cdot \mathfrak{R}_0 - 1}{\mathfrak{R}_0 \cdot \lvert\mathfrak{Y}\rvert - \mathfrak{Y}_{11}}$	$\frac{-\mathfrak{R}_0 \cdot \lvert\mathfrak{D}\rvert - \mathfrak{D}_{12}}{\mathfrak{R}_0 \cdot \mathfrak{D}_{21} - 1}$	$\frac{\mathfrak{R}_0 - \mathfrak{G}_{21}}{\mathfrak{R}_0 \cdot \mathfrak{G}_{12} + \lvert\mathfrak{G}\rvert}$	$\frac{\mathfrak{R}_0 \cdot \mathfrak{A}_{11} + \mathfrak{A}_{12}}{\mathfrak{R}_0 \cdot \mathfrak{A}_{21} + \mathfrak{A}_{22}}$
$\mathfrak{Z}_a$	$\frac{\lvert\mathfrak{Z}\rvert + \mathfrak{Z}_{22} \cdot \mathfrak{R}_g}{\mathfrak{R}_g + \mathfrak{Z}_{11}}$	$\frac{1 + \mathfrak{Y}_{11} \cdot \mathfrak{R}_g}{\mathfrak{R}_g \cdot \lvert\mathfrak{Y}\rvert + \mathfrak{Y}_{22}}$	$\frac{\mathfrak{D}_{12} + \lvert\mathfrak{R}_g\rvert}{\mathfrak{R}_g \cdot \mathfrak{D}_{21} - \lvert\mathfrak{D}\rvert}$	$\frac{-\mathfrak{R}_g \cdot \lvert\mathfrak{G}\rvert + \mathfrak{G}_{21}}{\mathfrak{R}_g \cdot \mathfrak{G}_{12} + 1}$	$\frac{-\mathfrak{A}_{22} \cdot \mathfrak{R}_g + \mathfrak{A}_{12}}{\mathfrak{A}_{21} \cdot \mathfrak{R}_g + \mathfrak{A}_{11}}$
$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1}$	$\frac{\mathfrak{R}_0 \cdot \mathfrak{Z}_{21}}{\mathfrak{Z}_{11} \cdot \mathfrak{R}_0 - \lvert\mathfrak{Z}\rvert}$	$\frac{-\mathfrak{R}_0 \cdot \mathfrak{Y}_{21}}{\mathfrak{Y}_{22} \cdot \mathfrak{R}_0 - 1}$	$\frac{\mathfrak{R}_0 \cdot \mathfrak{D}_{22}}{\mathfrak{R}_0 \cdot \lvert\mathfrak{D}\rvert + \mathfrak{D}_{12}}$	$\frac{\mathfrak{R}_0 \cdot \mathfrak{G}_{22}}{\mathfrak{R}_0 - \mathfrak{G}_{21}}$	$\frac{\mathfrak{R}_0}{\mathfrak{A}_{11} \cdot \mathfrak{R}_0 + \mathfrak{A}_{12}}$
$\frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{I}_1}$	$\frac{\mathfrak{Z}_{21}}{\mathfrak{R}_0 - \mathfrak{Z}_{22}}$	$\frac{-\mathfrak{Y}_{21}}{\mathfrak{R}_0 \cdot \lvert\mathfrak{Y}\rvert - \mathfrak{Y}_{11}}$	$\frac{-\mathfrak{D}_{22}}{\mathfrak{R}_0 \cdot \mathfrak{D}_{21} - 1}$	$\frac{\mathfrak{G}_{22}}{\mathfrak{R}_0 \cdot \mathfrak{G}_{12} + \lvert\mathfrak{G}\rvert}$	$\frac{1}{\mathfrak{A}_{21} \cdot \mathfrak{R}_0 + \mathfrak{A}_{22}}$

9. Beispiele für die Anwendung der Matrizenrechnung

Beispiel 1

Die beiden Vierpole sollen, wie Bild 11 zeigt, in Reihe geschaltet werden. Aus Tabelle 4 entnimmt man ihre Widerstandsmatrizen $\mathfrak{Z}$ und addiert sie ($\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2$).

$$\mathfrak{Z} = \begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 & -\mathfrak{R}_2 \\ \mathfrak{R}_2 & -(\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathfrak{R} & -\mathfrak{R} \\ \mathfrak{R} & -\mathfrak{R} \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} \mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R} & -(\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}) \\ \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R} & -(\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}) \end{pmatrix}$$

Beispiel 2

Gemäß Bild 12 sollen zwei Vierpole parallelgeschaltet werden. Die aus Tabelle 4 entnommenen Leitwertmatrizen $\mathfrak{Y}$ werden addiert ($\mathfrak{Y} = \mathfrak{Y}_1 + \mathfrak{Y}_2$).

$$\mathfrak{Y} = \begin{pmatrix} \dfrac{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3} & \dfrac{-\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3} \\ \dfrac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3} & \dfrac{-(\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2)}{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3} \end{pmatrix}$$

$$+ \begin{pmatrix} \dfrac{1}{\mathfrak{R}} & -\dfrac{1}{\mathfrak{R}} \\ \dfrac{1}{\mathfrak{R}} & -\dfrac{1}{\mathfrak{R}} \end{pmatrix}$$

$$\mathfrak{Y} = \begin{pmatrix} \dfrac{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3} + \dfrac{1}{\mathfrak{R}} & \dfrac{-\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3} - \dfrac{1}{\mathfrak{R}} \\ \dfrac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3} + \dfrac{1}{\mathfrak{R}} & \dfrac{-(\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2)}{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3} - \dfrac{1}{\mathfrak{R}} \end{pmatrix}$$

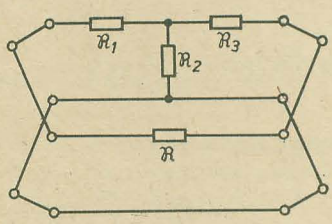


Bild 12

Beispiel 3

Zwei Vierpole sollen am Eingang in Reihe und am Ausgang parallelgeschaltet werden. Bild 13 zeigt die Reihenparallelschaltung zweier Vierpole. Das Kreuzungsglied resultiert

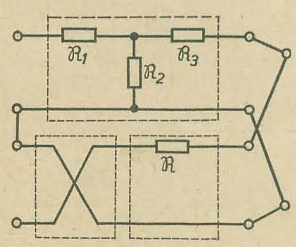


Bild 13

aus der Vierpolbedingung. Es gilt $\mathfrak{D} = \mathfrak{D}_1 + \mathfrak{D}_2$, wobei sich der Vierpol, den die Matrix $\mathfrak{D}_2$ beschreibt, aus einer Kettenschaltung zweier Vierpole zusammensetzt, die über die $\mathfrak{A}$-Matrizen zu berechnen ist. Die $\mathfrak{A}$-Matrix der Kettenschaltung muß dann in die Matrix $\mathfrak{D}_2$ mit Hilfe der Tabellen 2 und 3 transformiert werden.

Aus Tabelle 4 ist zu entnehmen:

$$\mathfrak{A}_2 = \mathfrak{A}_2' \cdot \mathfrak{A}_2'' = \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \mathfrak{R} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & -\mathfrak{R} \\ 0 & -1 \end{pmatrix}$$

$$\mathfrak{A}_2 \Rightarrow \mathfrak{D}_2 = \begin{pmatrix} -1 & \mathfrak{R} \\ 0 & -1 \end{pmatrix}$$

$$\mathfrak{D} = \mathfrak{D}_1 + \mathfrak{D}_2 = \begin{pmatrix} \dfrac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3} & \dfrac{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3} \\ \dfrac{-1}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3} & \dfrac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3} \end{pmatrix}$$

$$+ \begin{pmatrix} -1 & \mathfrak{R} \\ 0 & -1 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} \dfrac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3} - 1 & \dfrac{\mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_2\mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_1\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3} - \mathfrak{R} \\ -\dfrac{1}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3} & \dfrac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3} - 1 \end{pmatrix}$$

Beispiel 4

Drei Vierpole mit den Matrizen $\mathfrak{A}_1$, $\mathfrak{A}_2$ und $\mathfrak{A}_3$ sind in Kette zu schalten. Die Kettenschaltung dreier Vierpole zeigt Bild 14.
Für die Kettenmatrizen gilt

$$\mathfrak{A} = \mathfrak{A}_1 \cdot \mathfrak{A}_2 \cdot \mathfrak{A}_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{1}{\mathfrak{R}_1} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \dfrac{\mathfrak{R}_2}{2} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 + \dfrac{\mathfrak{R}_2}{2\,\mathfrak{R}_3} & \dfrac{\mathfrak{R}_2}{2} \\ \dfrac{1}{\mathfrak{R}_3} & 1 \end{pmatrix}$$

$$\mathfrak{A} = \begin{pmatrix} 1 + \dfrac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_3} & \mathfrak{R}_2 \\ \dfrac{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_1\,\mathfrak{R}_3} & 1 + \dfrac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1} \end{pmatrix}$$

Durch Vergleich mit Tabelle 4 ist zu erkennen, daß die so gefundene Matrix $\mathfrak{A}$ die Kettenmatrix der π-Schaltung ist.

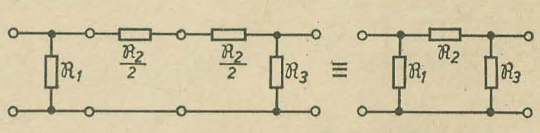


Bild 14

Ist dagegen die Gesamtmatrix einer Kettenschaltung bekannt, aber eine Einzelmatrix gesucht, z. B. die Matrix $\mathfrak{A}_2$, so muß der folgende Weg beschritten werden:

$$\mathfrak{A}_1 \cdot \mathfrak{A}_2 \cdot \mathfrak{A}_3 = \mathfrak{A}$$

$$\mathfrak{A}_1^{-1} \cdot \mathfrak{A}_1 \cdot \mathfrak{A}_2 \cdot \mathfrak{A}_3 \cdot \mathfrak{A}_3^{-1} = \mathfrak{A}_1^{-1} \cdot \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{A}_3^{-1}$$

$$\mathfrak{A}_2 = \mathfrak{A}_1^{-1} \cdot \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{A}_3^{-1}$$

$$\mathfrak{A}_2 =$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\dfrac{1}{\mathfrak{R}_1} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 + \dfrac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_3} & \mathfrak{R}_2 \\ \dfrac{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_1 \cdot \mathfrak{R}_3} & 1 + \dfrac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & -\dfrac{\mathfrak{R}_2}{2} \\ -\dfrac{1}{\mathfrak{R}_3} & 1 + \dfrac{\mathfrak{R}_3}{2\,\mathfrak{R}_3} \end{pmatrix}$$

$$\mathfrak{A}_2 = \begin{pmatrix} 1 & \dfrac{\mathfrak{R}_2}{2} \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Wie zu erwarten, wurde die ursprüngliche Matrix $\mathfrak{A}_2$ wiedergewonnen.

Fortsetzung von Seite 652

Weiter liefert Bild 3 für den Widerstand R_1

$$R_1 = \frac{\beta[U_o - 2(U_{BE} + U_E)]}{4 \cdot I_o} \quad (9)$$

Der mit Gl. (9) errechnete Widerstandswert von 335 Ω läßt sich meist nicht durch einen Normwert realisieren. Zweckmäßig wird daher ein Einstellregler eingesetzt.

Zur Aussteuerung benötigter Steuerstrom

Der am Eingang der Endstufe benötigte Steuerstrom setzt sich aus dem Basisstrom und den Verlusten im Spannungsteiler zusammen. Es ist also ein Steuerstrom von

$$i_{St} = \frac{u_{be} + u_{RE}}{R_{ein}} \quad (10)$$

erforderlich. Der Eingangswiderstand R_{ein} der Endstufe errechnet sich zu

$$R_{ein} = \frac{R_2 \cdot R_1' \cdot R_E'}{R_1' \cdot R_E' + R_2 \cdot R_E' + R_2 \cdot R_1'} \quad (11)$$

Hierin sind R_1' und R_E' die mit ihrem Wechselstromwiderstand wirkenden Widerstände R_1 und R_E, deren Größen sich mit den Gln. (12) und (13) bestimmen lassen.

$$R_1' = \frac{R_1 \cdot R_{be}}{R_{be} + \beta \cdot R_L} \quad (12)$$

$$R_E' = R_{be} + R_E(1 + \beta) \quad (13)$$

Mit Gl. (10) errechnet sich hieraus ein benötigter Steuerstrom von $i_{St} = 25$ mA.

Erforderliche Kühlblechgröße

Zur thermischen Stabilisierung muß die im Transistor frei werdende Wärme an die umgebende Luft abgeleitet werden. Der äußere Wärmewiderstand muß daher durch ein Kühlblech klein gehalten werden. Aus der Beziehung für die zulässige Verlustleistung des Transistors

$$P_V = \frac{\vartheta_{j\,max} - \vartheta_{u\,max}}{R_{thi} + R_{tha}}$$

erhält man für den äußeren Wärmewiderstand

$$R_{tha} = \frac{\vartheta_{j\,max} - \vartheta_{u\,max}}{P_V} - R_{thi} \quad (14)$$

Mit Gl. (15) kann nun die erforderliche Kühlblechgröße errechnet werden.

$$F = \frac{1}{\delta \cdot R_{tha}} \quad (15)$$

Hierin ist δ eine Wärmeaustauschkonstante, deren Erfahrungswert für 1,5 bis 3 mm dicke Alu-Bleche bei $1{,}5 \cdot 10^{-3}$ W/°C · cm² liegt. Im vorliegenden Fall wurde für eine maximale Umgebungstemperatur von 45 °C ein Kühlblech von 110 × 110 mm² je Transistor ermittelt.

Treiberstufe

Der Treibertransistor muß den zum Steuern der Endstufe nötigen Steuerstrom liefern. Weiterhin muß er die am ohmschen Arbeitswiderstand auftretenden Verluste decken.

Kollektorruhestrom

Beachtet man, daß bei RC-Kopplung über den Kollektorwiderstand etwa die Hälfte des Kollektorwechselstromes verlorengeht, so ist ein Kollektorstrom von

$$I_C \geq 2 \cdot i_{St} = 50\text{ mA} \quad (16)$$

erforderlich.

Emitterwiderstand und Basisspannungsteiler

Über die Aufgaben dieser Widerstände wurde bereits bei der Endstufe gesprochen, so daß hierzu keine weiteren Ausführungen nötig sind. Mit der Bedingung $U_E \geq 1$ V wird der Emitterwiderstand

$$R_E \geq \frac{U_E}{I_E} = 20\,\Omega \quad (17)$$

Zur wechselstrommäßigen Überbrückung wäre ein sehr großer Kondensator erforderlich, da C_E indirekt über R_2 von R_E abhängig ist. Mit Rücksicht darauf wird R_E mit 100 Ω gewählt.
Für die Teilerwiderstände erhält man mit der Forderung $I_{R2} = 5 \cdot I_B$ die Gleichungen

$$R_2 = \frac{\beta(U_{BE} + U_E)}{5 \cdot I_C} \quad (18)$$

$$R_1 = \frac{\beta(U_B - U_{BE} - U_E)}{6 \cdot I_C} \quad (19)$$

Hierbei ist für $U_B = U_o - U_s = 12$ V zu setzen, wobei U_s der Spannungsabfall am Siebwiderstand ist.
Die Gln. (18) und (19) liefern bei einer Stromverstärkung von $\beta = 100$ für $R_2 = 2{,}1$ kΩ und für $R_1 = 2{,}25$ kΩ. Während man für R_2 den nächstliegenden Normwert von 2 kΩ einsetzt, wird für R_1 zweckmäßig ein Einstellregler vorgesehen.

Kollektorwiderstand

Mit Rücksicht auf die Wechselstromverluste sollte R_C so groß wie möglich bemessen werden. Andererseits muß aber die Kollektorspannung so groß sein, daß der nachfolgende Transistor auch spannungsmäßig ausgesteuert werden kann. Bei kleinen Kollektorströmen wählt man R_C so, daß etwa die Hälfte der Betriebsspannung abzüglich der am Emitterwiderstand erforderlichen Spannung als Kollektorspannung übrig bleibt. Nach höheren Kollektorströmen kann man U_{CE} kleiner und R_C größer wählen. Mit ausreichender Genauigkeit kann daher gerechnet werden

$$R_C = \frac{0{,}5(U_B - U_E)}{I_C} = 70\,\Omega \quad (20)$$

Gewählt werden 100 Ω.

Benötigter Steuerstrom

Der benötigte Steuerstrom wird entsprechend Gl. (10) berechnet. Unter der Voraussetzung, daß R_E durch C_E wechselstrommäßig kurzgeschlossen ist, vereinfacht sich Gl. (10) zu

$$i_{St} = \frac{u_{be}}{R_{ein}} \quad (21)$$

Unter der gleichen Voraussetzung und unter Beachtung, daß R_1 über C_S wechselstrommäßig an Masse liegt, wird

$$R_{ein} = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot R_{be}}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_{be} + R_2 \cdot R_{be}} \quad (22)$$

Die Berechnung der Vorstufe erfolgt unter den gleichen Gesichtspunkten wie die der Treiberstufe.

Kondensatoren

Die bei der RC-Kopplung verwendeten Kondensatoren bestimmen mit ihrer Größe die untere Übertragungsfrequenz des Verstärkers. Soll die geforderte untere Frequenzgrenze (70 Hz) erreicht werden, müssen die Kondensatoren ausreichend bemessen sein [4]. Da vorwiegend Elektrolytkondensatoren verwendet werden, wird man mit Rücksicht auf deren Fertigungstoleranzen einen doppelt so großen Kondensator einsetzen, als errechnet wurde. Mit den nachstehenden Gleichungen wurden die benötigten Werte errechnet.

Auskoppelkondensator

$$C_A \geq \frac{1}{\omega_u \cdot R_L} \quad (23)$$

Koppelkondensatoren

$$C_K \geq \frac{1}{\omega_u (R_C + R_{ein})} \quad (24)$$

Emitterkondensatoren

$$C_E \geq \frac{1 + \beta}{\omega_u [(R_C \| R_2) + R_{be}]} \quad (25)$$

Hierbei muß beachtet werden, daß R_C jeweils der Kollektorwiderstand der vorhergehenden Stufe ist.

Meßergebnisse

Bild 4 zeigt den Frequenzgang des Verstärkers für eine Ausgangsleistung von 4 W. Wie man erkennt, werden ohne Gegenkopplung als obere Übertragungsfrequenz nur etwa 6 kHz erreicht. Die Ursachen hierfür sind in der niedrigen Grenzfrequenz der verwendeten Leistungstransistoren zu suchen, die bei etwa 6,5 kHz gemessen wurde. Um die obere Frequenzgrenze zu erhöhen, ist die Gegenkopplung, bestehend aus R_{G1} und

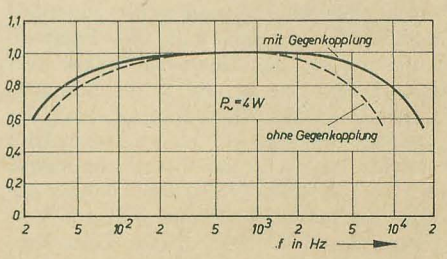


Bild 4: Normierte Durchlaßkurve des Verstärkers bei Vollaussteuerung

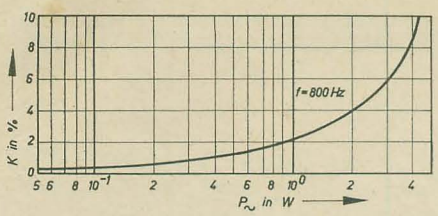


Bild 5: Klirrfaktor des Verstärkers in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

R_{G2}, eingefügt worden. Die Widerstandswerte wurden hierbei experimentell ermittelt. Wie zu erkennen ist, brachte die Gegenkopplung eine Verlagerung der Übertragungsgrenze auf etwa 10,5 kHz. Der Versuch, die Übertragungsgrenze durch noch festere Gegenkopplung zu erhöhen, führte zu Unstabilitäten des Verstärkers.

Die untere Frequenzgrenze liegt niedriger, als bei der Berechnung gefordert worden ist. Als Ursache kommt der Einsatz etwa doppelt so großer Kondensatoren, wie mit den Gln. (23)···(25) errechnet, in Frage. Es würde bereits genügen, den nächsthöheren Normwert einzusetzen.

Den Verlauf des Klirrfaktors in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung zeigt Bild 5. Während zur Berechnung ein Klirrfaktor von 10% für Vollaussteuerung zugelassen wurde, liegt dieser, wie die Messung zeigt, erst bei etwa 8,5%. Diese Verbesserung ist in der Gegenkopplung zu suchen, die bei der Berechnung nicht berücksichtigt worden ist. Wie Bild 5 weiter zeigt, fällt der Klirrfaktor nach kleineren Ausgangsleistungen stark ab und erreicht unterhalb von 0,2 W Werte, wie sie zur Qualitätswiedergabe bei Zimmerlautstärke gefordert werden. Bezüglich des Frequenzganges ließen sich bei diesen Ausgangsleistungen auch noch weitere Verbesserungen durch Korrekturglieder vor dem Eingang des Verstärkers erreichen, so daß dieser auch zur Wiedergabe von UKW-Sendungen geeignet wäre.

Die Empfindlichkeit des Verstärkers liegt für 50 mW Ausgangsleistung bei 2,5 mV an einem Eingangswiderstand von 5 kΩ. Für Vollaussteuerung sind etwa 42 mV erforderlich.

Literatur

[1] Telefunken AG: Transistor NF-Verstärker für hohe Wiedergabegüte, transformatorlos. Laborbuch Band 2

[2] Siemens und Halske AG: A-Endstufe mit verbessertem Leistungstransistor. Technsiche Mitteilungen Halbleiter

[3] Bottke, E.: Einstellen des Arbeitspunktes von Transistoren. radio und fernsehen 10 (1961), H. 20, S. 632–634

[4] Bottke, E.: Koppel- und Emitterkondensatoren in Transistorverstärkern. radio und fernsehen 10 (1961), H. 6, S. 168–171

Wie mißt man Streu- und Gegeninduktivität?

1. Streuinduktivität fest gekoppelter Spulen

Beim Dimensionieren von Breitbandübertragern ist die Kenntnis der Streuinduktivität σL erforderlich. Sie läßt sich berechnen, wenn der genaue Aufbau der Wicklung bekannt ist, zum Beispiel aus der Bauvorschrift [2]. Den Rechenwert muß man allerdings am fertigen Übertrager nachprüfen. Die Genauigkeit dieser Messung braucht nicht sehr groß zu sein; zum Beurteilen eines Übertragers kann für σL eine Unsicherheit bis 10% zugelassen werden.

Bei der üblichen Meßmethode schließt man den Übertrager auf der Sekundärseite kurz und ermittelt den verbleibenden Induktivitätsrest, der bei richtiger Wahl der Meßbedingungen auch ziemlich genau der Streuinduktivität σL entspricht. Eine gedankenlose Anwendung dieses Verfahrens kann allerdings zu sehr viel größeren Fehlern als 10% führen. Der Grund für den Mißerfolg ist fast immer eine ungeeignete Meßfrequenz; die richtige Frequenzwahl gelingt jedoch bei Beachten der Übertragerersatzschaltung, aus der die Meßmethode abgeleitet wurde.

In dem Ersatzschaltbild für einen sekundärseitig kurzgeschlossenen Übertrager [2] sind L_1 und L_2 die Primär- und Sekundärinduktivitäten, r_1 und r_2 die zugehörigen Wicklungswiderstände (die Eisenverluste wurden der Übersicht halber vernachlässigt) und σ_1 und σ_2 die Streufaktoren. Unter der Voraussetzung, daß die Kopplung mindestens 90% beträgt, also sehr fest ist, gilt für den Gesamtstreufaktor $\sigma = \sigma_1 + \sigma_2$ und $\sigma_1 \approx \sigma_2$. Der Hinweis auf feste Kopplung ist wichtig, weil das Verfahren in Unkenntnis dieser Einschränkung gelegentlich auch für lose gekoppelte Spulen verwendet wird, bei denen die Zusammenhänge komplizierter sind (Näheres im zweiten Abschnitt).

Betrachten wir nun das obere Ersatzschaltbild näher: Wenn man die Wicklungswiderstände r_1 und r_2 vernachlässigt, ergibt sich an der Primärseite des Übertragers ziemlich genau $\sigma_1 L_1 + \sigma_2 L_2/ü^2$, weil die übersetzte Streuinduktivität $\sigma_2 L_2/ü^2$ klein gegen die dazu parallelgeschaltete Primärinduktivität L_1 ist. Bei einem wirklichen Übertrager muß man natürlich die Wicklungswiderstände r_1 und r_2 berücksichtigen. Zu L_1 liegt dann die Reihenschaltung $r_2/ü^2 + j\omega\sigma_2 L_2/ü^2$ parallel (mittleres Bild).

Definieren wir jetzt für die von der Sekundärseite her übersetzte Streuinduktivität rein formell eine „Streuinduktivitätsgüte" $Q_\sigma = \omega\sigma_2 L_2/r_2$ und rechnen die Serienschaltung nach der im vorigen Meßtip [1] erläuterten Methode in eine Parallelschaltung um, dann bekommen wir die Verhältnisse des unteren Bildes, die es uns erlauben, den Einfluß der Meßfrequenz f zu übersehen: Wird f so groß gemacht, daß $Q_\sigma > 3$ ist, dann liegt zu L_1 tatsächlich die kleine Induktivität $(1 + 0{,}1)\,\sigma_2 L_2/ü^2$ parallel, und die Messung ist ausreichend genau. Bei einer zu niedrigen Frequenz kann $Q_\sigma \ll 1$ werden. Man sieht, daß dann L_p ein Vielfaches der übersetzten Sekundärstreuinduktivität $\sigma_2 L_2/ü^2$ wird und in Parallelschaltung mit L_1 einen völlig unverständlichen Meßwert liefert.

Hierzu ein Beispiel: $L_1 = 1$ H; $L_2 = 4$ H; $ü = 2$; $r_1 = 50\,\Omega$; $r_2 = 200\,\Omega$; $\sigma_1 = \sigma_2 = 1\%$ – also $\sigma = 2\%$, $\sigma_1 L_1 = 10$ mH, $\sigma_2 L_2 = 40$ mH und $\sigma L_1 = 20$ mH (Messung an der Primärseite der Spule). Mit den angegebenen Gleichungen lassen sich für verschiedene Meßfrequenzen die Werte nach Tabelle 1 errechnen.

Der Vergleich zwischen gemessenem und tatsächlichem Wert gibt den Vorteil einer möglichst hohen Meßfrequenz zu erkennen, bei 80 kHz aber auch deren Grenzen: Wenn man nämlich in die Nähe der Eigenresonanz des aus übersetzter Streuinduktivität L_p, Primärinduktivität L_1 und Wicklungskapazität $C_1 + ü^2 C_2$ gebildeten Parallelschwingkreises kommt, werden wieder falsche Werte gemessen.

Um ein brauchbares Meßergebnis zu bekommen, muß man nicht unbedingt eine Überschlagsrechnung machen. Vielfach genügt es, die Streuinduktivität bei zwei oder drei verschiedenen Frequenzen zu messen. Sind zwei Ergebnisse nahezu

Tabelle 1

f in Hz	C_2 in pF	Q_σ	L_p in mH	$L_p \| L_1$ in mH	σL_1 in mH	
					gemessen	tatsächlich
80		0,1	1000	500	510	20
800		1,0	20	19,6	29,6	20
8 000		10	10,1	10,0	20,0	20
80 000	0	100	10	9,9	19,9	20
80 000	50	100	10	26	36	20

gleich, so darf man annehmen, daß kein Fehler gemacht wurde. In schwierigen Fällen, in denen man gar kein rechtes Gefühl für die geeignete Meßfrequenz hat, bleibt nichts anderes übrig, als r_2, L_2 und C_2 wenigstens überschläglich zu ermitteln, dazu einen groben Wert für σ anzunehmen und die Frequenz nach den Bedingungen der Meßtiptabelle festzulegen. C_1 kann gegenüber $\ddot{u}^2 C_2$ vernachlässigt werden, wenn das Übersetzungsverhältnis ü wesentlich größer als 1 ist. Andernfalls muß man für C_2 den doppelten Wert einsetzen, weil Primär- und Sekundärkapazität im allgemeinen gleich groß sind.

2. Streuinduktivität und Gegeninduktivität lose gekoppelter Spulen

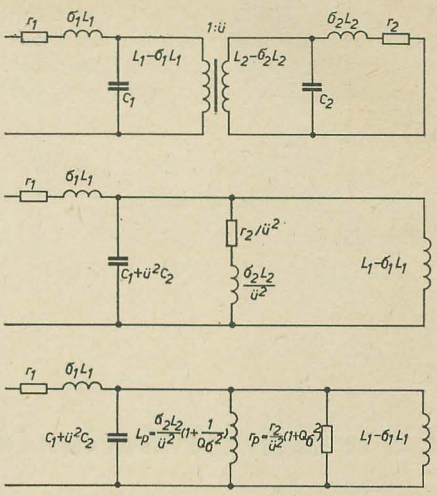
Bei Übertragern macht man die Kopplung zwischen den Wicklungen sehr fest, um einen möglichst großen Teil der primär zur Verfügung stehenden Leistung auf den sekundär angeschlossenen Verbraucher übertragen zu können. Der Streufaktor σ ist dann immer sehr klein. Bei Schwingkreisspulen, von denen eine große Güte verlangt wird, macht man dagegen die Ankopplung des Verbrauchers möglichst lose, damit die aus dem Schwingkreis entnommene Leistung keine nennenswerte Dämpfung bewirkt und die Selektion nicht verschlechtert. Der Kopplungsfaktor wird hier klein sein müssen, die Streuung groß. Auch sind die Werte σ_1 und σ_2 nicht mehr gleich, da die Wicklungen unterschiedliche Abmessungen haben, was bei Übertragern nicht in gleichem Maße der Fall ist. Zwar gelten die Ersatzschaltungen auch für diese Spulen, die Näherungsgleichung $\sigma = \sigma_1 + \sigma_2$ trifft jedoch nicht mehr zu. Der Zusammenhang für den Gesamtstreufaktor lautet vielmehr $\sigma = \sigma_1 + \sigma_2 - \sigma_1 \sigma_2$.
Wenn man die Streuinduktivität sehr lose gekoppelter Spulen bei Kurzschluß der Sekundärwicklung mißt, erhält man Zahlenwerte, die keineswegs mehr nur Bruchteile von L_1 sind. Während sich bei Streufaktoren von $\sigma_1 = \sigma_2 = 10\%$ noch eine Streuinduktivität ergibt, die nur 20% des Wertes von L_1 ausmacht, sind es bei $\sigma_1 = 30\%$ und $\sigma_2 = 50\%$ schon 65% und bei $\sigma_1 = 50\%$ und $\sigma_2 = 80\%$ sogar 90% von L_1. Man wird bei einem solchen Ergebnis vor der Frage stehen, ob σ wirklich so groß ist oder ob man die Frequenz zu niedrig gewählt hat.
Als Ausweg empfehlen wir, zur Messung der Gegeninduktivität M überzugehen, wenn man annehmen muß, daß $\sigma > 20\%$ ist. Die Gegeninduktivität ist zwar in der Praxis weniger gebräuchlich, bietet aber demjenigen, der sich an sie gewöhnt hat, eine Reihe von einfachen Beziehungen, die beim Berechnen von Schwingkreisen gute Dienste leisten. So erhält man beispielsweise für das Leerlauf-Übersetzungsverhältnis $\ddot{u}' = \ddot{u}M/\sqrt{L_1 L_2}$ mit $\ddot{u} = n_2/n_1$ (Verhältnis der Windungszahlen), ferner die sekundärseitige Leerlaufspannung für eine von einer Pentode gespeiste Spule zu $U_2 = I_1 \cdot j\omega M$ und anderes mehr [2].
Das Messen der Gegeninduktivität M erfordert zwei Arbeitsgänge: Man schaltet zunächst Primär- und Sekundärwicklung in Reihe (das Wicklungsende der Primärwicklung wird mit dem Anfang der Sekundärwicklung verbunden) und erhält den Meßwert L_A. Dann schaltet man beide Wicklungen gegeneinander (das Wicklungsende der Primärwicklung wird mit dem Ende der Sekundärwicklung verbunden), worauf sich der Wert L_B ergibt. Die Gegeninduktivität kann dann aus der einfachen Beziehung

$$M = \frac{L_A - L_B}{4}$$

berechnet werden. Für die Messung von L_A und L_B gelten die gleichen Überlegungen wie für jede andere Induktivitätsmessung: Man verwende möglichst eine Schaltung, die die Serieninduktivität liefert, und wähle die Frequenz so, daß sie weit unterhalb der Resonanzfrequenz f_0 liegt, die hier jeweils durch L_A und L_B und die Reihenschaltung von C_1 und C_2 bestimmt wird. Wer lieber mit der Streuinduktivität operiert, kann den Gesamtstreufaktor aus Primär-, Sekundär- und Gegeninduktivität berechnen

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}$$

Diese Gleichung und auch diejenige für M enthalten keinerlei Vernachlässigungen. Sie sind prinzipiell sowohl für Spulen



Ersatzschaltbild eines sekundärseitig kurzgeschlossenen Übertragers (oben), nach Umrechnung aller Größen auf eine Seite (Mitte) und Umwandlung der Serienschaltung in eine Parallelschaltung (unten)

mit loser wie auch für solche mit fester Kopplung anwendbar. Bei Übertragern mit fester Kopplung ist die Berechnung von σ auf dem Umwege über M dennoch problematisch. Die Meßgenauigkeit für L_A, L_B, L_1 und L_2 muß nämlich um so größer sein, je kleiner σ wird. Für Streufaktoren unter 20% verwendet man deshalb besser das zuvor beschriebene Meßverfahren mit kurzgeschlossener Sekundärwicklung. Bei Streufaktoren über 20% sollte man andererseits stets mit der Gegeninduktivität arbeiten.
Beispiel: $L_1 = 1$ mH; $L_2 = 50\ \mu$H, $\ddot{u}^2 = 1/20$; $\sigma_1 = 0{,}3$ (30%); $\sigma_2 = 0{,}5$ (50%); $\sigma = 0{,}65$ (65%). Ein Induktivitätsmeßgerät liefert

$$L_A = L_1 + L_2 + 2M = 1{,}314 \text{ mH}$$

$$L_B = L_1 + L_2 - 2M = 0{,}786 \text{ mH}$$

Daraus folgt

$$M = (1{,}314 - 0{,}786)/4 = 0{,}132 \text{ mH}$$

und mit $L_2 = \ddot{u}^2 L_1$ die Streuinduktivität

$$\sigma L_1 = 1\left(1 - \frac{0{,}132^2 \cdot 20}{1 \cdot 1}\right)$$

$$= 1\,(1 - 0{,}348) = 0{,}65 \text{ mH}$$

Tabelle 2 Meßtiptabelle zum Bestimmen von Streu- und Gegeninduktivitäten

	Empfehlung		Anmerkung	
1. $\sigma < 20\%$	für Meßungenauigkeit		σ	Gesamtstreufaktor
$k > 90\%$	$\leq 10\%$	$Q_\sigma = \omega \sigma_2 L_2/r \geq 3$	σ_1, σ_2	Streufaktor der primären bzw. sekundären Wicklung
	Streuinduktivitätsgüte		k	Kopplungsfaktor
	Meßfrequenz	$f \geq \frac{0{,}5\, r_2}{\sigma_2 L_2}$ in Hz	L_1, L_2	gemessene Primär- bzw. Sekundärinduktivität in H
	wegen Resonanz ferner	$f \leq f_0/3$	r_2	sekundärer Cu-Widerstand in Ω gemessen oder geschätzt
		$\leq \frac{50}{\sqrt{C_2 L_2}}$ in Hz	C_1, C_2	primäre bzw. sekundäre Wicklungskapazität in pF gemessen oder geschätzt
2. $\sigma > 20\%$	messen	$L_1\ L_2\ L_A\ L_B$	f_0	$1/2\pi \sqrt{C_2 L_2}$ Resonanzfrequenz
$k < 90\%$	auswerten	$M = \frac{L_A - L_B}{4}$	L_A	Induktivität bei in Reihe geschalteter Primär- und Sekundärwicklung
		$\sigma = 1 - k^2$	L_B	Induktivität bei gegeneinander geschalteten Wicklungen
		mit $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$	M	Gegeninduktivität
	wegen C_1, C_2 Meßfrequenz	$f \leq f_0/5$		

Weiteres Beispiel: Die gleiche Spule soll jetzt einen kleineren Streufaktor $\sigma_1 = 0{,}05 = \sigma_2$ haben und damit den Gesamtstreufaktor $\sigma = 0{,}10 - 0{,}0025 \approx 0{,}10$.

Man mißt

$$L_A = 1{,}474 \text{ mH}$$

$$L_B = 0{,}626 \text{ mH}$$

und erhält daraus

$$M = (1{,}474 - 0{,}626)/4 = 0{,}212 \text{ mH}$$

sowie die zugehörige Streuinduktivität

$$\sigma L_1 = 1 \left(1 - \frac{0{,}212^2 \cdot 20}{1 \cdot 1}\right)$$

$$= 1\,(1 - 0{,}90) = 0{,}10 \text{ mH}.$$

Diesen Wert würde man bei richtiger Wahl der Meßfrequenz an der sekundärseitig kurzgeschlossenen Spule messen können.

G. Dabrowski

Aus „Neues von Rohde & Schwarz" Ausgabe 15, Mai 1965, S. 37

Literatur

[1] Dabrowski, G.: Messen Sie die Induktivität richtig? Die Kurzinformation – Neues von Rohde & Schwarz 5 (1965), H. 14, S. 35–38

[2] Kammerloher, J.: Hochfrequenztechnik I. 6. Auflage. C. F. Wintersche Verlagshandlung, Füssen 1957, S. 125ff

Ein transistorisierter Magnettonentzerrer

Teil 2 und Schluß

D. HUHN

Die Berechnung des Entzerrers

Ermittlung der Frequenzgänge für Aufnahme und Wiedergabe

Die Normung des Wiedergabekanales bezüglich seines Frequenzganges ist unter der Annahme eines idealen Hörkopfes gleichbedeutend mit der Angabe des Bandflusses einer Aufzeichnung als Funktion der Frequenz. Im folgenden soll die im Gerät BG 26-1 verwendete Entzerrung mit den Zeitkonstanten 140/3180 μs für 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit zugrunde gelegt werden, die den Bestimmungen des I.E.C. (Entwurf vom November 1961) entspricht.

Damit ergibt sich für den mittels Geraden angenäherten Frequenzgang des Bandflusses die Kurve a im Bild 6. Um den Frequenzgang für den Wiedergabeentzerrer zu ermitteln, addiert man hierzu zunächst die sog. Omega-Gerade (Kurve b) mit dem Schnittpunkt bei der Bezugsfrequenz von 166 Hz für 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit. Die Omega-Gerade stellt dabei dem Induktionsgesetz entsprechend den idealen Frequenzgang der Hörkopfspannung dar, der mit + 20 dB/Dekade ansteigt. Als Hörkopfspannung für den idealen Kopf ergibt sich somit Kurve c. Um einen insgesamt linearen Frequenzgang „über Band" zu erreichen, muß der Wiedergabeentzerrer demzufolge den zu Kurve c reziproken Frequenzgang aufweisen.

Dieser ergibt sich als Kurve d. Eine zusätzliche Korrektur macht sich nun durch die Eisen- und Spaltverluste des realen Kopfes erforderlich. Die Eisenverluste der modernen Magnetköpfe sind sehr gering, so daß eine pauschale Berücksichtigung von etwa 2 dB bei 12 kHz genügt. Die Spaltverluste sind dagegen größer und können nach Bild 1 des Beitrages [1] ermittelt werden. Dabei wurden die dort verwendeten Kurven für die benötigte Spaltweite von $s = 3{,}5\ \mu$m extrapoliert. Die so erhaltenen Dämpfungswerte ermöglichen nun die endgültige Festlegung des Frequenzganges vom Wiedergabeentzerrer (Kurve e).

Ein Vergleich mit der Entzerrerkurve des Gerätes BG 26-1 [6] zeigt eine recht gute Übereinstimmung mit den hier nur überschläglich ermittelten Werten.

Nun noch einige Betrachtungen zum Aufnahmefrequenzgang. Der Entmagnetisierungsfaktor des Bandes, der bekanntlich durch die charakteristische Wellenlänge λ_1 (eine Materialkonstante des Bandes, die derjenigen Wellenlänge entspricht, bei der der äußere Bandfluß eine Dämpfung von 1 Neper gegenüber einer Aufzeichnung von genügend großer Wellenlänge erfährt) des jeweils verwendeten Bandes beschrieben wird, verursacht einen stärkeren Höhenabfall des Bandflusses, als die genormte Bandflußkurve mit ihrer Zeitkonstanten von 140 μs es vorschreibt. Deshalb muß der Aufsprechstrom i_N von einer bestimmten Frequenz an angehoben werden. Um diesen Frequenzgang zu ermitteln, gibt es folgende Möglichkeiten:

1. Das Band wird mit verschiedenen Frequenzen bei konstantem Aufsprechstrom bespielt. Unter Verwendung des oben beschriebenen Wiedergabeentzerrers wird beim Abspielen der Verlauf der Ausgangsspannung über der Frequenz aufgetragen, was den gesuchten Aufsprechfrequenzgang in reziproker Form liefert.
2. Für eine grafische Ermittlung des Aufsprechfrequenzganges kann die Selbstentmagnetisierungsfunktion in grafischer Form, wie sie z. B. in [1] vorliegt, verwendet werden. Da jedoch die λ_1-Werte für den Bandtyp CRL nicht bekannt sind, diese Werte aber sehr stark als Exponent in die Selbstentmagnetisierungsfunktion eingehen, kann dieses Verfahren hier nicht angewendet werden.

Da die Selbstentmagnetisierungsfunktion nur von der Bandkonstanten λ_1 abhängig ist, ist es außer der Anwendung der ersten Methode auch zulässig, für die Dimensionierung des Aufsprechentzerrers den Frequenzgang eines Industriegerätes, z. B. den des BG 26-1, zugrundezulegen, da

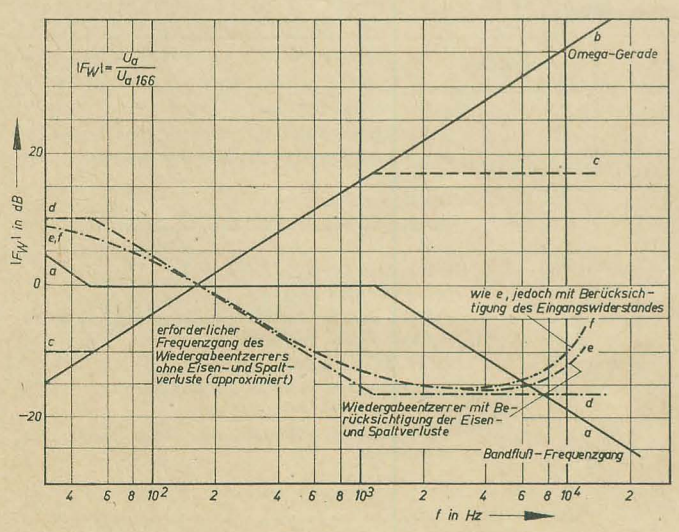


Bild 6: Konstruktion des Wiedergabefrequenzganges

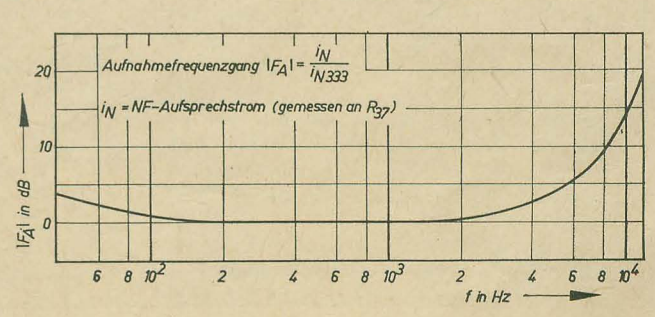


Bild 7: Aufnahmefrequenzgang des Gerätes BG 26-1

dieses Gerät auf das Band CRL abgestimmt ist. Geringfügige Abweichungen, wie sie z. B. durch den Einfluß des Arbeitspunktes (Vormagnetisierung) entstehen, können später an den entsprechenden Einstellreglern leicht kompensiert werden.
Damit ergibt sich nach Bild 7 der erforderliche Aufsprechfrequenzgang, für den der Entzerrer dimensioniert werden muß.

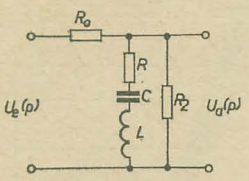


Bild 8: Teilnetzwerk für Aufnahme und Wiedergabe für f > 2 kHz

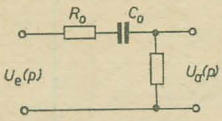


Bild 9: Teilnetzwerk für Aufnahme für f < 2 kHz

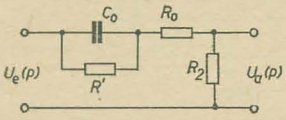


Bild 10: Teilnetzwerk für Wiedergabe für f < 2 kHz

Nach Berechnung der Parallelschaltung $R_2 || (R + p \cdot L + 1/pC)$ und einigen Umformungen wird schließlich

$$F(p) = \frac{R_2}{R_0} \cdot \frac{(1 + p \cdot C \cdot R + p^2 \cdot L \cdot C)}{(1 + p \cdot C (R + R_2) + p^2 \cdot L \cdot C)}$$

$$\text{für } \frac{R_2}{R_0} \ll 1 \qquad (6)$$

Dieser Frequenzgang besteht aus dem statischen Gegenkopplungsfaktor R_2/R_0 sowie dem Quotienten zweier sog. Schwingungsglieder. Der Frequenzgang der Schwingungsglieder wurde aus [10] entnommen, wo er in normierter Form vorliegt und damit für alle Frequenzen als Arbeitsunterlage dienen kann. Dieses Diagramm zeigt Bild 13.
Für die folgenden Berechnungen ergibt sich nach [10] für die o. g. Schwingungsglieder der erforderliche Dämpfungsfaktor z

$$z = \frac{1}{2} \frac{T_1}{T_2} \qquad (7)$$

mit $T_1 = C \cdot R$ bzw. $C (R + R_2)$ (8)

und $T_2 = \sqrt{L \cdot C}$ (9)

Außerdem gilt

$$T_2 = \frac{1}{\omega_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_2} \qquad (10)$$

mit f_2 als Resonanzfrequenz des Schwingungsgliedes, die für den hier behandelten Fall des Magnettonentzerrers 12 kHz beträgt. Legt man C mit 0,1 µF fest, wird L = 1,75 mH und T_2 = 13,3 µs.
Damit könnte die Konstruktion des Aufsprechfrequenzganges erfolgen. Es ist jedoch zweckmäßig, dabei von dem Ausdruck 1/F (p) auszugehen, da bekanntlich bei einem stark gegengekoppelten Verstärker die Übertragungseigenschaften nur noch vom Gegenkopplungsnetzwerk abhängig sind, wenn die innere Verstärkung genügend groß ist. Für eine solche Anordnung (Bild 11) gilt

$$\frac{U_a(p)}{U_e(p)} = F(p) = \frac{1}{\frac{1}{F_v(p)} + F_r(p)} = \frac{1}{F_r(p)}$$

$$\text{für } F_v(p) \to \infty \qquad (11)$$

Für $F_{aw}(p)$, den Frequenzgang bei Aufnahme und Wiedergabe für f > 2 kHz, ergibt sich somit

$$F_{aw}(p) = \frac{1}{F(p)} = \frac{R_0}{R_2} \cdot \frac{(1 + p \cdot C (R + R_2) + p^2 \cdot L \cdot C)}{(1 + p \cdot C \cdot R + p^2 \cdot L \cdot C)} \qquad (12)$$

Aufnahmefrequenzgang

Die normierten Frequenzgänge im Bild 13 gelten für Übertragungsglieder der Form

$$\frac{1}{1 + p \cdot T_1 + p^2 \cdot T_2^2},$$

im vorliegenden Fall also für den Faktor

$$\frac{1}{1 + p \cdot C \cdot R + p^2 \cdot L \cdot C}$$

Für den Faktor $1 + p \cdot C (R + R_2) + p^2 \cdot L \cdot C$ gelten sie ebenso, wenn sie an der Abszisse (O-dB-Achse) gespiegelt werden. Beide Frequenzgänge sind, da in logarithmischem Maßstab gearbeitet wird, zu addieren.
Der Faktor

$$\frac{1}{1 + p \cdot C \cdot R + p^2 \cdot L \cdot C}$$

gilt infolge der geringen Dämpfung stets für Resonanzüberhöhung, während der Ausdruck

$$1 + p \cdot C (R + R_2) + p^2 \cdot L \cdot C$$

keine Resonanzüberhöhung im Frequenzgang aufweist, da seine Dämpfung infolge des zusätzlichen Widerstandes R_2 etwa zehnmal größer ist.
Bild 12 zeigt, daß bei f = 4 kHz eine Höhenanhebung von 3 dB erfolgen muß (Kurve a). Der Faktor mit der geringen Dämpfung trägt aber bei dieser Frequenz nur mit max. 1 dB zur Höhenanhebung bei, ganz gleich, ob dieser für die erforderliche Höhenanhebung bei 12 kHz einen Dämpfungsfaktor von 0,1 oder 0,5 haben muß. Demzufolge muß die Differenz von 2 dB vom Faktor mit der hohen Dämpfung gebracht werden. Dieser Wert wird von der Kurve z = 1,3 erreicht (interpoliert). Sie ist im Bild 12 als Kurve b dargestellt. Der Faktor im Frequenzgang F_{aw} mit der geringen Dämpfung muß nun die zwischen Kurve a und b liegende restliche Anhebung liefern. Sie beträgt bei 12 kHz 10 dB und wird von der Kurve z = 0,16 nach Bild 13 realisiert. Auch für andere Frequenzen ist die Übereinstimmung ausreichend, so daß mit den gewonnenen z-Werten die Widerstände als verbleibende unbekannte Größen berechnet werden können.
Für z = 1,3 wird dann

$$z = \frac{1}{2} \frac{C (R + R_2)}{13{,}3\ \mu s} = 1{,}3$$

und hieraus mit $C = 10^{-7}$ F

$$R + R_2 = 346\ \Omega$$

Für z = 0,16 wird

$$z = \frac{1}{2} \frac{C \cdot R}{13{,}3\ \mu s} = 0{,}16$$

und hieraus

$$R = 42{,}5\ \Omega$$

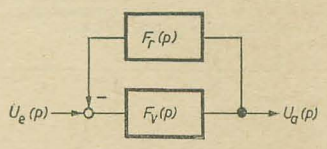


Bild 11: Gegengekoppelter Verstärker

Dimensionierung des Entzerrers

Der Entzerrer besteht aus den Verstärkerstufen T_2 und T_3 und hat die Aufgabe, die in den Bildern 6 bzw. 12 geforderten Frequenzgänge für Aufnahme und Wiedergabe zu realisieren. Hierzu dient eine Gegenkopplung durch ein Netzwerk nach Bild 8 zur Erreichung des bei Frequenzen über 2 kHz geforderten Frequenzganges, während in den Bildern 9 und 10 die für Aufnahme und Wiedergabe erforderlichen Netzwerke zur Erreichung des unterhalb von 2 kHz geforderten Frequenzganges dargestellt sind. Diese getrennte Darstellung bringt für die Berechnung Vorteile und ist zulässig, weil sich beide Frequenzgebiete gegenseitig praktisch nicht beeinflussen.
Es entsprechen im Stromlaufplan Bild 1:

Bild 8

R_0	dem Widerstand	R_{16}	bei Aufnahme
		R_{17}	bei Wiedergabe
R	dem Widerstand	R_{15}	bei Aufnahme
		R_{14}	bei Wiedergabe
C	dem Kondensator	C_{14}	
L	der Spule	Dr_1	
R_2	dem Widerstand	$R_{10} \| R_9 \| R_{i2}$	bei Aufnahme
		$R_{38} \| R_{10} \| R_9 \| R_{i2}$	bei Wiedergabe

Bild 9

R_0	dem Widerstand	R_{16}
R_2	dem Widerstand	$R_{10} \| R_9 \| R_{i2}$
C_0	dem Kondensator	C_{16}

Bild 10

C_0	dem Kondensator	C_{15}
R'	dem Widerstand	R_{18}
R_0	dem Widerstand	R_{17}
R_2	dem Widerstand	$R_{38} \| R_{10} \| R_9 \| R_{i2}$

Berechnung des Netzwerks nach Bild 8

Der Frequenzgang dieses Netzwerkes ergibt sich zu

$$F(p) = \frac{U_a(p)}{U_e(p)} = \frac{R_2 \| \left(R + p \cdot L + \frac{1}{p \cdot C}\right)}{R_2 \| \left(R + p \cdot L + \frac{1}{p \cdot C}\right) + R_0} \qquad (5)$$

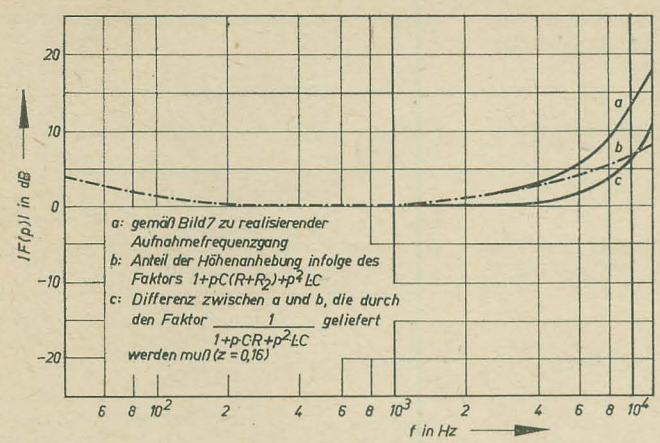


Bild 12: Konstruktion des Aufnahmefrequenzganges

Damit wird

$$R_2 = 346\ \Omega - 42{,}5\ \Omega = 303{,}5\ \Omega$$

Bei $R_9 = 3\ k\Omega$ und dem hierzu parallel liegenden Innenwiderstand R_{i2} der Stufe T_2, der etwa 2 kΩ beträgt, ergibt sich aus der Parallelschaltung dieser drei Widerstände $R_{10} = 400\ \Omega$.

Wiedergabefrequenzgang

Beim Wiedergabefrequenzgang kann die Vereinfachung $R_2/R_0 \ll 1$ nicht mehr gemacht werden. Man muß deshalb erneut von Gl. (5) ausgehen und erhält nach einigen Umrechnungen:

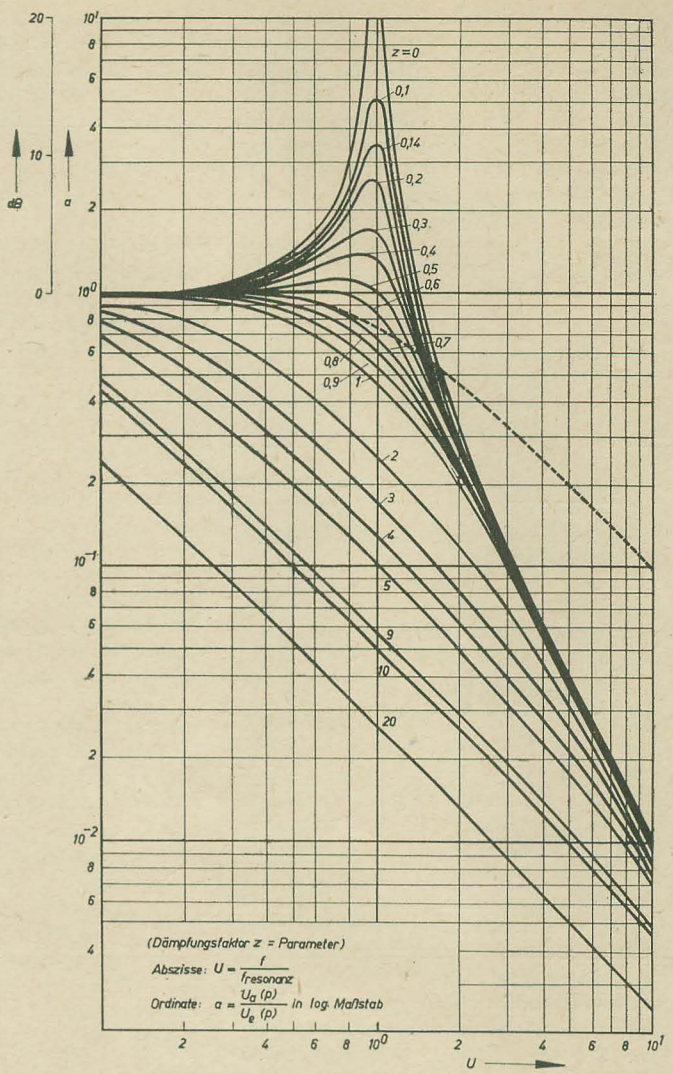


Bild 13: Frequenzgang von Schwingungsgliedern

$$F(p) = \frac{\frac{R_2}{R_0}\left(R + p\cdot L + \frac{1}{p\cdot C}\right)}{\left[R_2 + R\left(1+\frac{R_2}{R_0}\right)\right] + p\cdot L\left(1+\frac{R_2}{R_0}\right) + \frac{1}{p\cdot C}\left(1+\frac{R_2}{R_0}\right)} \qquad (13)$$

$$F(p) = \frac{\left(\frac{R_2}{R_0}R\right)\left(1 + p\frac{L}{R} + \frac{1}{p\cdot C\cdot R}\right)}{\left(1+\frac{R_2}{R_0}\right)\left[\frac{\left[R_2 + R\left(1+\frac{R_2}{R_0}\right)\right]}{1+\frac{R_2}{R_0}} + p\cdot L + \frac{1}{p\cdot C}\right]} \qquad (14)$$

$$F(p) = \frac{\left(\frac{R_2}{R_0}\right)\cdot R\left(1 + p\frac{L}{R} + \frac{1}{p\cdot C\cdot R}\right)}{\left[R_2 + R\left(1+\frac{R_2}{R_0}\right)\right]\left(1 + p\frac{L}{R^*} + \frac{1}{p\cdot C\cdot R^*}\right)} \qquad (15)$$

mit der Abkürzung:

$$R^* = \frac{R_2 + R\left(1+\frac{R_2}{R_0}\right)}{1+\frac{R_2}{R_0}} = R + \frac{R_2}{1+\frac{R_2}{R_0}} \qquad (16)$$

Die Erweiterung der Gl. (15) mit

$$\frac{p\cdot C\cdot R}{p\cdot C\cdot R^*}\cdot\frac{p\cdot C\cdot R^*}{p\cdot C\cdot R}$$

liefert schließlich:

$$F(p) = \frac{R_2}{R_0 + R_2}\cdot\frac{(1 + p\cdot C\cdot R + p^2\cdot L\cdot C)}{(1 + p\cdot C\cdot R^* + p^2\cdot L\cdot C)} \qquad (17)$$

Aus dem erforderlichen Wiedergabefrequenzgang nach Bild 6 (Kurve e) erhält man unter Berücksichtigung des Frequenzabfalles infolge des Eingangswiderstandes von 6,5 kΩ den endgültigen Wiedergabefrequenzgang Kurve f. Die Kurve zeigt, daß bei 6 kHz eine Höhenanhebung von 3 dB erforderlich ist. Da beim Wiedergabeentzerrer die Höhenanhebung gering ist, wird also auch der zu erwartende Dämpfungswert z höher sein. Beim Aufsprechverstärker lieferte an der Grenzfrequenz der Höhenanhebung (f = 4 kHz) die Kurve mit der Resonanzüberhöhung noch keinen nennenswerten Beitrag, so daß man dort vom Faktor mit der großen Dämpfung ausgehen mußte und die auszuwählende z-Kurve für die Höhenanhebung bei den höheren Frequenzen gleich aus den verbleibenden dB-Werten bis zum geforderten Aufsprechfrequenzgang erhielt. Beim Wiedergabeentzerrer liegt die Grenzfrequenz der Anhebung höher als beim Aufsprechfrequenzgang. Da der z-Wert erwartungsgemäß etwa bei 0,3 liegen wird, geht man zunächst erst einmal von dieser Kurve aus. Sie liefert bei f = 6 kHz 1,5 dB Höhenanhebung; den Rest von 1,5 dB bringt aber Kurve z = 0,9. Als nächste „Kontrollfrequenz" sei f = 12 kHz gewählt. Dabei ergibt sich eine Anhebung von 5,5 dB von Kurve z = 0,9 und 4,5 dB von Kurve z = 0,3, also insgesamt den gesuchten Wert von 10 dB. Auch für die dazwischenliegenden Frequenzen ergibt sich eine gute Übereinstimmung, so daß mit den gefundenen z-Werten das Netzwerk festgelegt werden kann.

Berechnung der Widerstände

Aus der Bedingung z = 0,3 ergibt sich

$$z = 0{,}3 = 0{,}5\cdot\frac{C\cdot R}{13{,}3\ \mu s}$$

und hieraus mit C = 0,1 µF

$$R = 80\ \Omega$$

und für z = 0,9

$$z = 0{,}9 = 05\cdot\frac{C\cdot R^*}{13{,}3\ \mu s}$$

und hieraus

$$R^* = 240\ \Omega$$

Die Gleichung

$$R^* = R + \frac{R_2}{1 + \frac{R_2}{R_0}}$$

liefert mit $R_0 + R_2 = 1400\ \Omega$ aus Gl. (22) nach Lösung der auftretenden quadratischen Gleichung

$$R_2 = 183\ \Omega$$

Es gilt auch hier $R_2 = R_9 \| R_{10} \| R_{i2}$, woraus sich

$$R_{10} = 220\ \Omega$$

ergibt.

Berechnung des Netzwerkes nach Bild 9

Für dieses Netzwerk ergibt sich

$$F(p) = \frac{U_a(p)}{U_e(p)} = \frac{R_2}{R_2 + R_0 + \frac{1}{p \cdot C_0}}$$

$$= \frac{p \cdot C_0 \cdot R_2}{1 + p \cdot C_0 (R_0 + R_2)} \qquad (18)$$

Es ist auch hier wieder der reziproke Frequenzgang zu bilden, und man erhält damit den Aufnahmefrequenzgang bei tiefen Frequenzen, wie er im Bild 12 strichpunktiert eingezeichnet ist

$$\frac{1}{F(p)} = \frac{1 + p \cdot C_0 (R_0 + R_2)}{p \cdot C_0 \cdot R_2} \approx \frac{1 + p \cdot C_0 \cdot R_0}{p \cdot C_0 \cdot R_2}$$

(für $R_0 \gg R_2$) (19)

Der Kondensator C_0 berechnet sich zu

$$C_0 = \frac{3180\,\mu s}{8000\ \Omega} = 0{,}4\ \mu F$$

Die Festlegung des Widerstandes R_0 erfolgte nach folgenden Gesichtspunkten: Bei der Frequenz 12 kHz, bei der die geringste Gegenkopplung auftritt, kann die Verstärkung der Stufe 2 und 3 nicht höher als ihr Maximalwert ohne Gegenkopplung ($V_{u2} \cdot V_{u3} \approx 300$) werden. Es gilt also

$$\frac{R_0}{R_2} < 300 \quad \text{mit } R_2 \approx 40\ \Omega,$$

also $R_0 < 12\ k\Omega$

Um Fehler infolge dieses Verstärkungsabfalles an der oberen Frequenzgrenze zu vermeiden, wurde ein $R_0 = 8\ k\Omega$ festgelegt. Eine weitere Verringerung bringt keine Vorteile, sondern setzt nur die Gesamtverstärkung herab, was sich besonders beim Anschluß von Mikrofonen ohne Vorverstärker störend bemerkbar macht.

Damit ist die Dimensionierung des Aufsprechkanales abgeschlossen.

Berechnung des Netzwerkes nach Bild 10

Der Frequenzgang dieses Netzwerkes ist

$$F(p) = \frac{U_a(p)}{U_e(p)} = \frac{R_2}{R_2 + R_0 + R' \cdot \frac{1}{p \cdot C_0} \Big/ \left(R' + \frac{1}{p \cdot C_0}\right)}$$

Hieraus folgt nach einigen Umformungen

$$F(p) = \frac{R_2}{R'} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_0 + R_2}{R'}} \cdot \frac{(1 + p \cdot C \cdot R')}{1 + p \cdot C [R' \| (R_0 + R_2)]}$$

$$\approx \frac{R'}{R_2} \cdot \frac{(1 + p \cdot C \cdot R')}{1 + p \cdot C [R' \| (R_0 + R_2)]} \qquad (20)$$

Der Frequenzgang des Verstärkers ergibt sich dann wieder zu

$$\frac{1}{F(p)} = \frac{V'}{R^2} \cdot \frac{1 + p \cdot C [R' \| (R_0 + R_2)]}{1 + p \cdot C \cdot R'} \qquad (21)$$

$R_2 = 183\ \Omega$ liegt fest. Da die statische Verstärkung R'/R_2 nicht größer als 300 werden kann, gilt hier analog

$$\frac{R'}{R_2} < 300$$

bzw. $R' < 54{,}9\ k\Omega$

Um eine Sicherheit gegen Fehler bei tiefen Frequenzen zu haben (hier nähert sich die Verstärkung dem Wert 300 am stärksten!), wird R' zu 30 kΩ festgelegt. Aus den Zeitkonstanten der genormten Bandflußkurve folgt

$$C_0 \cdot R' = 3180\ \mu s$$

und hieraus mit $C = 0{,}1\ \mu F$

$$R' = 31{,}8\ k\Omega$$

(gewählt Einstellregler 50 kΩ, Abgleich durch Messung) und aus $C_0 [R' \| (R_0 + R_2)] = 140\ \mu s$ folgt mit

$$\frac{R'(R_0 + R_2)}{R' + R_0 + R_2} = 1{,}4\ k\Omega \approx R_0 + R_2 \qquad (22)$$

$$R_0 = 1{,}22\ k\Omega$$

Auch hier wurde ein Einstellregler vorgesehen, der mittels Oszillografen und Sinusgenerator auf die Zeitkonstante 140 μs abgeglichen wurde.
Damit ist auch die Dimensionierung des Wiedergabeentzerrers abgeschlossen.

Stabilitätsbetrachtungen zum gegengekoppelten Verstärker

Besonders bei mehrstufigen und stark gegengekoppelten Verstärkern ist es unbedingt erforderlich, eine entsprechende Stabilitätsbetrachtung durchzuführen. Recht gut eignet sich hierzu das sog. Bodediagramm, eine Darstellung des Amplituden- und Phasenfrequenzganges des Verstärkers einschließlich des zu diesem im logarithmischen Maßstab addierten Amplituden- und Phasenfrequenzganges des Rückkopplungsnetzwerkes. Der Amplitudenfrequenzgang wird dabei zweckmäßig durch Geraden, die die einzelnen „Eckfrequenzen" miteinander verbinden, angenähert, während sich der zur jeweiligen Eckfrequenz gehörende Phasenfrequenzgang wie folgt berechnet

$$\varphi = \pm \arctan \frac{f}{f_i}$$

f_i = Eckfrequenz

Das positive Vorzeichen gilt dabei für eine Nullstelle, das negative für einen Pol.
Das Stabilitätskriterium $\gamma_S = 180° - \varphi_S > 0$ mit φ_S als den für den Amplitudenfrequenzgang $|F(p)| = 1$ (entsprechend 0 dB) zugehörigen Gesamtphasenwinkel der offenen Reihenschaltung von Verstärker und Rückkopplungsnetzwerk erlaubt nicht nur die Feststellung stabil – nicht stabil, sondern ermöglicht auch unter Anwendung bestimmter Verfahren [10] eine unmittelbare Aussage über das Einschwingverhalten des rückgekoppelten Verstärkers. Infolge des hier verwendeten schwach gedämpften Rückkopplungsnetzwerkes ist es im vorliegenden Falle jedoch prinzipiell nicht möglich, auf ein völlig aperiodisches Einschwingverhalten zu dimensionieren. Dies ist auch nicht erforderlich, da es sich um ein elektroakustisches, also mit Sinusschwingungen betriebenes Gerät handelt. An dieser Stelle sei deshalb nicht weiter auf die nur kurz angedeuteten Probleme eingegangen. Durch Einsetzen eines Transistors mit höherer Grenzfrequenz in der 2. Verstärkerstufe wird mit Sicherheit ein stabiler Verstärker realisiert. Die Stabilität wird außerdem durch das Schwingungsglied noch dadurch unterstützt, daß das den positiven Phasenwinkel bildende Glied (Gl. 17) $1 + p \cdot C \cdot R + p^2 \cdot L \cdot C$ nur schwach gedämpft ist und deshalb bei der für die Stabilität maßgebenden Schnittfrequenz mit der 0-dB-Achse seinen vollen Phasenbetrag von $+ 180°$ liefert, während das den negativen Phasenwinkel bildende Glied $1 + p \cdot C \cdot R^* + p^2 \cdot L \cdot C$ stark gedämpft ist und deshalb bei der Schnittfrequenz seinen maximalen Wert von $- 180°$ noch nicht erreicht hat. Somit wird ein gewisser Betrag des von den Verstärkerpolstellen gelieferten negativen Phasenwinkels kompensiert und damit die Stabilität erhöht.

Literatur

[1] Schmiedekind, L.: Der Frequenzgang beim Magnettonverfahren. radio und fernsehen 6 (1957), H. 21, S. 677–680, H. 22, S. 711–712

[2] Schmiedekind, L.: Einstellen von Tonbandgeräten ohne Bezugstonband. radio und fernsehen 6 (1957), H. 23, S. 740–743, H. 24, S. 779–780

[3] Mattfeld, J. D.: Ein Tonbandverstärker mit Transistoren. Funktechnik 16 (1961), H. 2, S. 41–44

[4] Schmidt, U.: Volltransistor-Magnettongerät hoher Qualität. Funktechnik 16 (1961), H. 20, S. 739–742, H. 21, S. 765–766

[5] Kubat, E.: X2Q15/16 – neue Magnetköpfe für Viertelspurtechnik. radio und fernsehen 13 (1964), H. 15, S. 453–454

[6] Brardt, G., und Dicke, R.: BG 26-1, ein modernes Heimmagnettongerät. radio und fernsehen 12 (1963), H. 4, S. 109–114

[7] Schiller, H. J.: Die Berechnung gegengekoppelter Transistorverstärker. radio und fernsehen 12 (1963), H. 1, S. 22–25

[8] Hercht: Das Rauschverhalten des OC 872. radio und fernsehen 12 (1963), H. 8, S. 237 bis 241

[9] Gille, Pelegrin, Decaulne: Lehrgang der Regelungstechnik. Band I Theorie der Regelungen, Anhang. VEB Verlag Technik, Berlin. R. Oldenbourg, München, 1960

[10] Oppelt, W.: Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. Verlag Chemie GmbH, Weinheim/Bergstraße, 3. Auflage 1960, S. 77 und 184

[11] Otto, K., und Müller, H.: Flächentransistoren. VEB Verlag Technik, Berlin 1960

[12] Fischer, H. J.: Transistortechnik für den Funkamateur. Verlag Sport und Technik, Neuenhagen 1961

[13] Höringer, C.: Der Transistor GC 301 in NF-Leistungsendstufen. radio und fernsehen 13 (1964), H. 20, S. 614–618

BAUANLEITUNG für einen Serviceoszillografen

Teil 2 und Schluß

HAGEN JAKUBASCHK und LUDWIG SCHOLZ

Mechanischer Aufbau

Der nachfolgend beschriebene Aufbau des Mustergerätes kann selbstverständlich nach eigenen Wünschen abgewandelt werden. Die grundsätzliche Anordnung der Einzelteile sollte jedoch etwa, wie in den Bildern 6 bis 10 dargestellt, beibehalten werden.

Bild 1 zeigte bereits die Außenansicht des Gerätes. Das Gehäuse ist aus Stahlblech 1,25 mm gefertigt und mit reichlich Belüftungslöchern versehen. Die Bilder 1 und 6 lassen die Anordnung der Bedienungselemente auf der Frontplatte erkennen. Die Bildröhre ist durch eine Blende abgedeckt, die gleichzeitig die Rasterscheibe hält. Links oben ist das Doppelpotentiometer $P_3/P_5/S_1$ (Helligkeit, Netzschalter, Vertikalverschiebung) angeordnet, rechts oben das Doppelpotentiometer P_4/P_6 (Schärfe, Horizontalverschiebung). Links unter dem Helligkeitsregler befindet sich der geeichte Regler P_1 für die Vergleichsspannung, unter ihm der Synchrongradregler P_7. In Frontplattenmitte unter der Bildröhre der Synchronart-Umschalter S_2, rechts daneben der Kippfrequenz-Grob-Wahlschalter S_3 und über ihm der Kippfrequenz-Feinregler P_8. Links unten die Koaxial-Eingangsbuchse Bu_1 (Y-Eingang), daneben die Eingangsanschlüsse für Fremdsynchronisation (Bu_2), über beiden der Vergleichsspannungsschalter S_5. Unterkante Mitte sitzt der Empfindlichkeitsregler P_2 (Y-Amplitude), rechts daneben der Kippspannungsausgang Bu_3, ganz rechts die Netzkontrollglimmlampe. Über beiden der Bereichsumschalter S_4 für die Eichspannung. Diese Aufteilung läßt bereits erkennen, daß im Geräteinnern der Meßverstärker linksseitig, der Kippgenerator rechtsseitig angeordnet ist.

Bild 7 zeigt die Sicht auf die linke Seite (Meßverstärker) bei abgenommenem Gehäuse. Rechts unten die abgeschirmte Eingangsbuchse Bu_1, darüber (oberhalb des Chassis) P_7, über diesem P_1 und ganz oben $P_3/P_5/S_1$. Von rechts nach links auf dem Chassis: $Rö_1$, $Rö_2$ und $Rö_3$. Die Elkos – teilweise Doppelelkos – sind in Chassismitte in einer Reihe angeordnet und bilden so gleichzeitig eine Abschirmung zwischen Meßverstärker und Kippgenerator. Darüber ist der Abschirmzylinder der Bildröhre sichtbar. Er besteht im günstigen Fall aus Mumetall. Da Mumetallzylinder jedoch nicht immer greifbar sind, kann ohne weiteres auch ein nicht zu schwaches Eisenrohr (Weicheisen, kein Stahl!) benutzt werden. Es muß vor dem Einbau gründlich entmagnetisiert werden, da der fast immer vorhandene remanente Magnetismus sonst zu störenden Bildverzeichnungen führt.

Eine senkrechte Trennwand stützt Bildröhre und Abschirmzylinder ab. Dahinter ist quer der Netzteil angeordnet. Der Bildröhrensockel sowie die zur Hochspannungsgleichrichtung gehörenden Bauteile sitzen auf einer Pertinaxplatte, die auf Abstandsrollen hinter der Trennwand in der Ebene des Bildröhrensockels steht. Die Hochspannungskondensatoren und

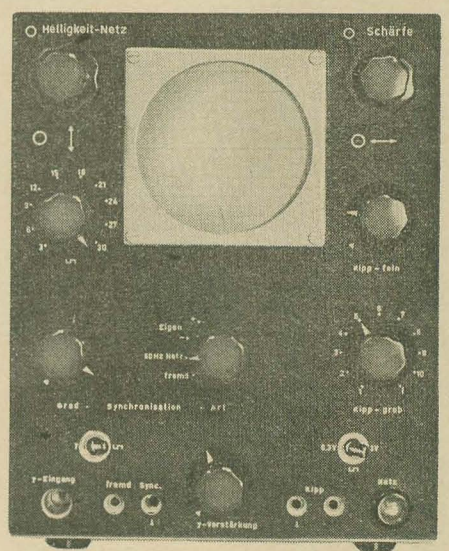


Bild 6: Anordnung der Bedienungselemente auf der Frontplatte

Bild 7: Blick auf die linke Geräteseite mit dem Meßverstärker

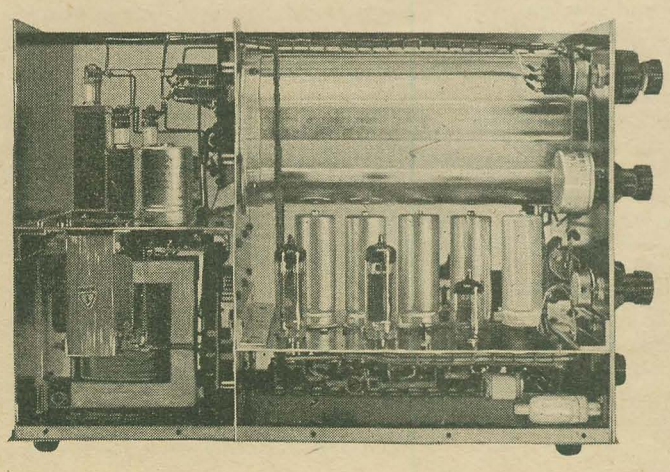
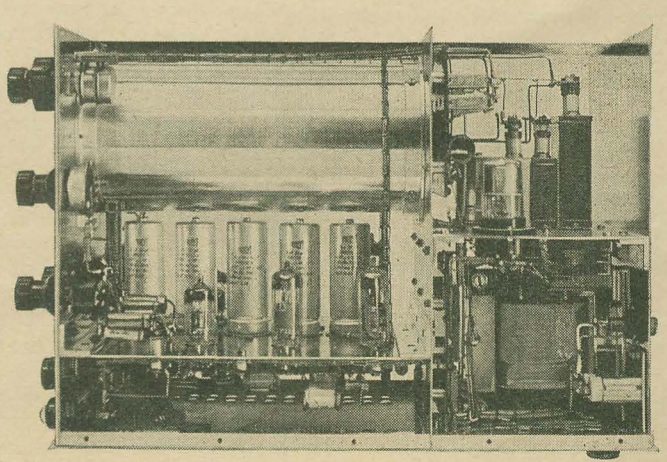


Bild 8: Die rechte Geräteseite mit dem Kippspannungsgenerator



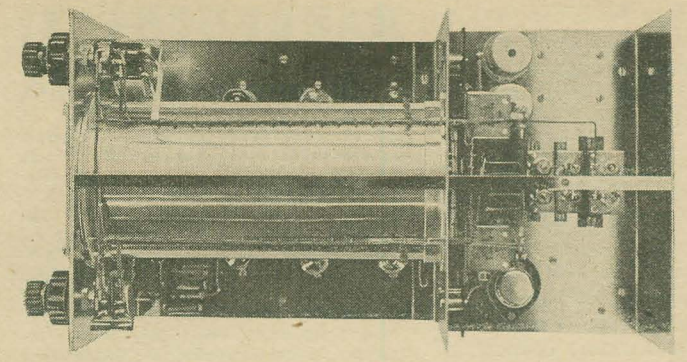


Bild 9: Draufsicht auf Bildröhrenabschirmung und Hochspannungsteil

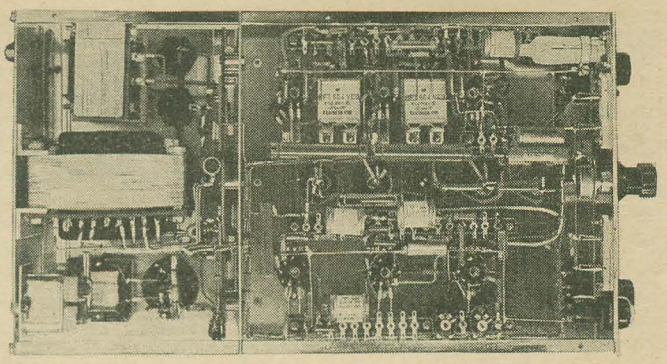


Bild 10: Unteransicht des Gerätes mit der Verdrahtung

einige Elkos sowie $Rö_8$ und $Rö_9$ finden auf einem Zwischenboden über dem Netztrafo Platz. Der Netztrafo und die beiden Netzdrosseln Dr_1 und Dr_2 müssen an den aus den Bildern erkennbaren Plätzen und der Netztrafo außerdem mit der in den Fotos ersichtlichen Kernstellung angeordnet sein, weil anderenfalls mit magnetischer Brummeinstreuung auf die Bildröhre (erkennbar an leicht verzogenem Leuchtpunkt bei gezogener $Rö_5$ und an welliger, „verbrummter" Nullinie) gerechnet werden muß.

Bild 8 zeigt die Sicht auf die rechte Geräteseite mit dem Kippgenerator. Links oberhalb der Chassisebene ist S_3 mit den dahinter freistehenden Einzelkondensatoren zu sehen, darüber P_8 und oben P_4/P_6. Von links nach rechts: $Rö_4$, $Rö_5$ und $Rö_6$. Rechts oberhalb des Netztrafos $Rö_8$ (neben ihr ist Platz für $Rö_9$ vorhanden, im Mustergerät wurde für $Rö_9$ ein Selen-Hochspannungsgleichrichter benutzt) und die Hochspannungskondensatoren.

Bild 9 zeigt die Draufsicht. Hier sind insbesondere die Lage der Hochspannungskondensatoren und die obere Stütze für Trennwand, Vorder- und Rückwand (Vierkantstahl 9 × 9 mm) zu erkennen. Ebenfalls aus Vierkantstahl gefertigt sind die Streben längs der unteren Gehäusekanten.

Verdrahtungshinweise

Bild 10 zeigt schließlich noch die Sicht auf die Geräteunterseite mit der Verdrahtung. An der unteren Längskante ist die Verdrahtung des Kippgenerators zwischen zwei beiderseits der Röhrensockel verlaufenden, auf Abstandsrollen gesetzten Lötleisten angeordnet. Auf der unteren Lötleiste rechts sind R_1 und R_2 erkennbar. In gleicher Weise ist längs der oberen Gerätekante der Meßverstärker verdrahtet. Etwa in Chassismitte unterhalb der beiden – vom Chassis gehäusemäßig isolierten – Becherkondensatoren liegen die Anodenwiderstände 3 kΩ/6 W der $Rö_2$ und $Rö_3$. Rechts oben Y-Eingang Bu_1.

Der Netztrafo ist an der Rückwand befestigt, über ihm die Drossel Dr_1, unter dem Trafo Dr_2, letztere durch den Netzanschluß halb verdeckt. Die Kernstellungen dieser drei Bauteile sind hier gut erkennbar.

Das für die Funktion Wesentliche bei der Verdrahtung der einzelnen Funktionsgruppen wurde bereits bei den Schaltungen erläutert. An dieser Stelle soll nochmals allgemein auf die Forderung nach geringster Streukapazität hingewiesen werden. Man erreicht dies durch kürzestmögliche Leitungsführung und durch starre, vom Chassis etwas Abstand haltende Befestigung der Kleinbauteile. Auf Abstandsrollen hochgestellte Lötleisten schaffen dafür die Voraussetzung. Jeder Schaltkomplex bekommt seine eigene durchgehende Masseleitung. Diese Masseleitungen laufen nur in einem Punkt zusammen und haben nur in einem Punkt Chassisverbindung! Dies bedingt, daß alle Elkos vom Chassis isoliert zu setzen und in der Stufe, zu der sie gehören, an Masse zu legen sind. Zu beachten ist die Y-Eingangsbuchse Bu_1 – ihr Mantel ist mit einer Pertinaxzwischenlage gegen das Chassis zu isolieren, dabei auf Befestigungsschrauben achten! Anderenfalls können bei der relativ hohen Eingangsempfindlichkeit starke Brummstörungen im Oszillogramm infolge Erdschleifenbildung auftreten.

Heizleitungen sind zu verdrillen und zweipolig zu führen, der an Masse liegende Heizanschluß darf also nicht auf Stufen-Masse gelegt werden! Alle Heizungen laufen zweipolig auf Trafowicklung VII auf und sind nur dort einpolig an Masse Ladeelko gelegt! Kabelbäume dürfen im übrigen nur solche Leitungen enthalten, die Betriebsspannungen führen und unkritisch sind. Die Ablenkplattenzuleitungen gehören nicht in Kabelbäume! Abschirmkabel darf nirgends benutzt werden. Allenfalls für die RT-Leitung zur Bildröhre sowie für die Zuleitung ab Schleifer P_3 zur Bildröhre (der in dieser Leitung liegende 1-MΩ-Widerstand wird am Bildröhrensockel angelötet) kann kapazitätsarmes Schirmkabel benutzt werden, falls diese Leitungen unbedingt mit anderen zusammengefaßt werden müssen. Allerdings kann die Kabelkapazität bei der RT-Leitung dann bereits bei höheren Kippfrequenzen die Rücklaufverdunkelung unwirksam machen. Grundsätzlich sind diese Leitungen relativ empfindlich gegen Netzbrumm.

Für die Widerstände und Kondensatoren sind in den Schaltungen die erforderlichen Belastungen angegeben. Nicht näher bezeichnete Widerstände werden mit 0,1 W bzw., soweit sie Betriebsströme führen (Anoden-, Katodenwiderstände u. ä.), mit 0,5 W bemessen.

Inbetriebnahme

Zur ersten Inbetriebnahme sind keine besonderen Hilfsmittel notwendig. Die angegebenen Betriebsspannungen werden auf Sollwert kontrolliert, Helligkeit und Schärfe eingestellt und die Funktion der Bildlageregler kontrolliert. Da das Gerät bis auf R_1 und R_2 keine Abgleichpunkte enthält, entfallen im allgemeinen besondere Abgleicharbeiten. Man kontrolliert lediglich durch Darstellung einiger bekannter Oszillogramme die Funktion. Linearitäts- und Trapezfehler lassen sich mit Sinusschwingungen erkennen. Zur Prüfung des Frequenzganges ist ein Rechteckgenerator erforderlich. Steht dieser zur Verfügung, so kann eventuell eine Korrektur der Drosseln $L_1 \cdots L_3$ und des Katoden-Kondensators von $Rö_{1b}$ vorgenommen werden. Hinweise und Oszillogrammbeispiele dazu sind in allen abschließend genannten Literaturstellen zahlreich zu finden.

Anfängliche Schwierigkeiten kann gelegentlich der Kippgenerator in den oberen zwei Frequenzbereichen machen. Falls hier entweder kein Anschwingen erreichbar oder nicht die gewünschte hohe Frequenz zu erzielen ist, liegt die Ursache fast immer in zu hoher Streukapazität infolge ungünstiger Verdrahtung. Man wird dann unter Umständen die günstigste Leitungsführung durch Versuch finden müssen.

Linearitätsfehler im Meßverstärker können auf Unsymmetrie in den Endstufen zurückzuführen sein, und zwar – falls nur bei hohen Frequenzen im MHz-Gebiet auftretend – in Streukapazitäten, falls auch bei tiefen Frequenzen, kann eine Differenz der Anodenströme von $Rö_2$ und $Rö_3$ die Ursache sein. Günstiger als eine – mögliche – Änderung der Katodenwiderstände ist dann ein Röhrenwechsel. Bei neuwertigen Röhren ist mit solchen Differenzen jedoch kaum zu rechnen.

Literatur

[1] Jakubaschk, H.: Oszillografentechnik für Amateure, Teil 1 – Gerätetechnik. Heft 44 der Reihe „Der praktische Funkamateur". Deutscher Militärverlag

[2] Jakubaschk, H.: Praxis der Oszillografie, Teil 2. Heft 45 der in [1] genannten Reihe

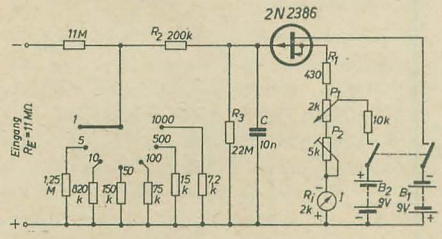
[3] Czech, J.: Oszillografen-Meßtechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde

Referate

Hochohmiges FET-Voltmeter

Elektronics Nov. 1964 S. 36

Immer häufiger findet man in der Literatur Anwendungsbeispiele für Transistoren, die nach dem Feldeffektprinzip arbeiten. Das ist auch nicht verwunderlich, bieten doch diese neuen Bauelemente bisher nicht gekannte Vorteile. Neben allen vom Transistor her bekannten günstigen Eigenschaften zeigen die Feldeffekttransistoren noch ein röhrenähnliches Verhalten: hohen Eingangswiderstand und damit leistungslose Steuerung sowie eine hohe



Schaltung des FET-Voltmeters

Aussteuerbarkeit. Bei den FET-Bauelementen muß grundsätzlich zwischen zwei verschiedenen Typen unterschieden werden. Die einen, die sogenannten Junction-FETs, besitzen zur Steuerung einen in Sperrichtung vorgespannten und damit hochohmigen pn-Übergang während die anderen, die sogenannten MOSFETs, zur Steuerung eine Art Kondensator benützen und damit einen wesentlich größeren Eingangswiderstand von 10^{12} bis $10^{15}\,\Omega$ aufweisen. Im hier beschriebenen Beispiel wird ein Junction-FET vom Typ 2 N 2386 verwendet. Mit der außerordentlich einfach aufgebauten Anordnung ist ein Eingangswiderstand von 11 MΩ erreichbar, der sich bei Verwendung eines empfindlicheren Anzeigeinstrumentes um den Faktor zwei bis drei erhöhen läßt. Abgesehen von der abweichenden Arbeitsweise dieses Feldeffekttransistors können die drei Elektroden **G**ate (Basis), **D**rain (Kollektor) und **S**ource (Emitter) in ihrer Funktion mit einem herkömmlichen Transistor verglichen werden. Da der Arbeitswiderstand im Sourcezweig angeordnet ist, spricht man hier von einer Drainschaltung. Sie verhält sich wie ein Emitterfolger. Als Arbeitswiderstand wirken R_1, P_1, P_2 und R_i des Meßwerkes. Zur Nullpunkteinstellung mit P_1 wird allerdings eine zusätzliche Batterie B_2 benötigt, weil der „Ruhestrom" kompensiert werden muß. Die Eichung erfolgt im 1-V-Bereich mit P_2 auf Vollausschlag. Ist der Spannungsteiler (Widerstandstoleranz 1%) richtig dimensioniert, so stimmt in allen anderen Bereichen die Anzeige. R_2 und C stellen einen Tiefpaß dar, um Meßfehler durch Wechselspannung zu vermeiden. Der Widerstand R_3 schließt den Gleichstrom im 1-V-Bereich. Das Instrument benötigt für Vollausschlag 100 μA bzw. 200 mV.

-er

Fachbücher

H. Frank und V. Šnejdar

Halbleiterbauelemente

Band I.: Physik und Technik der Halbleiterwerkstoffe

Akademieverlag, Berlin, 1964

232 Bilder, 43 Tafeln, 34,– MDN

Die Bedeutung der Halbleiterbauelemente für alle Zweige der Wissenschaft und Technik veranlaßt einen immer größeren Fachkollegenkreis, sich mit der Physik und Technik der Halbleiterbauelemente auseinanderzusetzen. Ein geradezu ideales Hilfsmittel hierzu haben die Autoren mit ihrem Buch den Interessierten in die Hand gegeben.

Im ersten der vier Abschnitte beschäftigen sich die Autoren mit der Definition der Halbleiterbauelemente; sie erläutern die Bedeutung des Halbleiterkristalls und geben einen interessanten geschichtlichen Überblick.

Der zweite Abschnitt befaßt sich mit den physikalischen Grundlagen der Halbleiter. Ausgehend von der Struktur der festen Körper, dem Bändermodell und der Eigenleitung, werden die Ladungsträger der Eigenhalbleiter, Störhalbleiter und Gitterstörungen usw. betrachtet. Der pn-Übergang, der Metallhalbleiterkontakt und der pp±- bzw. der nn±-Kontakt werden eingehend betrachtet. Danach werden die physikalischen Grundlagen des Transistors und seine verschiedenen Bauformen behandelt. Anschließend wird auf die Tunneldiode, lichtelektrischen Halbleiterbauelemente, die galvonamagnetischen Effekte und die thermomagnetischen sowie thermoelektrischen Effekte eingegangen.

Der dritte Abschnitt behandelt die Werkstoffe für Halbleiterbauelemente, beginnend mit den Reinigungs- und Kristallzüchtungsverfahren bis zur Verarbeitung der Halbleiterkristalle.

Im vierten Abschnitt werden die verschiedenen Verfahren der Halbleitermeßtechnik beschrieben. Ein ausführliches Literaturverzeichnis ergänzt das Werk.

Das Buch ist vor allem auf die Belange des praktisch tätigen Ingenieurs zugeschnitten. Für das Verständnis des theoretischen Teiles genügt die in der Oberschule erworbene mathematische Grundlage. Besonderer Wert wird darauf gelegt, dem Leser durch einfache physikalische Vorstellungen die Wirkungsweise der Halbleiterbauelemente darzulegen. Alles in allem ein gutes Buch, dessen Studium nicht nur dem praktisch tätigen Ingenieur, sondern auch den Studierenden der Hoch- und Fachschulen empfohlen werden kann.

Pulvers

HANDBÜCHEREI ELEKTRONIK

Als wir diese Spalte einrichteten, geschah es aus der Erfahrung heraus, daß wichtige Fachbücher zuweilen so schnell vergriffen sind, daß sie von unseren Lesern nicht mehr für ihre persönliche Handbücherei beschafft werden konnten. Deshalb wollen wir unsere neuen Bücher und auch die Nachauflagen hier an dieser Stelle möglichst früh ankündigen und haben mit dieser Maßnahme auch bei unseren Lesern großen Anklang gefunden. Leider kann es auch bei dieser Informationsweise in Sonderfällen noch vorkommen, daß ein Titel soviel unvorhersehbare Vorbestellungen erhält, daß damit die Auflagenhöhe fast erschöpft wird (Beispiel: Technik-Wörterbuch Bindmann „Halbleiterphysik und Elektronik" und Finke „Praktische Fernsehreparatur").

Wir wollen deshalb unseren Lesern auf Anforderung ein Verzeichnis der Neuerscheinungen und Nachauflagen der Handbücherei Elektronik 1966 zur Verfügung stellen und erwarten den Ausdruck dieses Verzeichnisses etwa Mitte Dezember 1965.

Im Heft 23 (1965) werden wir in der Spalte „Handbücherei Elektronik" die Neuerscheinungen für 1966 kurz mit Autornamen und Titel aufführen.

Inzwischen nennen wir Ihnen nachstehend die noch bis Ende 1965 herauskommenden Fachbücher.

NEUERSCHEINUNGEN

Murphy

Elektronische Ziffernrechner

Einführung in Aufbau, Arbeitsweise und Verwendung

etwa 368 Seiten, 364 Bilder, Halbleinen 9,80 MDN

Nach der Unterteilung des Rechners in Steuereinheit, Recheneinheit und Speicher werden die einzelnen Funktionen und ihr Zusammenwirken im Rechner besprochen. Die gebräuchlichsten Schaltelemente und Schaltungen zur Realisierung dieser Funktionen werden anschaulich durch Illustrationen und bildhafte Vergleiche erklärt. Die leicht verständliche und didaktisch gut durchdachte Darstellung, auch der schwierigen Prozesse, ist neben der geschickten Stoffauswahl das hervorstechendste Merkmal dieser Abhandlung.

Philippow

Taschenbuch Elektrotechnik

Band 2: Starkstromtechnik

etwa 1300 Seiten, 1170 Bilder, 340 Tafeln, Kunstleder 48,– MDN

Hüter

Technik-Wörterbuch

Polytechnisches Wörterbuch Russisch/Deutsch

mit etwa 90 000 Fachbegriffen, zusammengestellt von Paul Hüter, etwa 1200 Seiten, Kunstleder 36,– MDN

Universelles Fachwörterbuch für alle Gebiete der Technik und der mit ihnen verbundenen wissenschaftlichen Disziplinen. Einmalig in seiner Vollständigkeit. Notwendiges Arbeitsmittel für jeden, der sich mit Studium und Auswertung technisch-wissenschaftlicher Publikationen in russischer Sprache befaßt.

NEUAUFLAGEN

Kleber

Einführung in die Kristallographie

8., durchgesehene Auflage

Tiedemann

Werkstoffe für die Elektrotechnik

Band 1: Metallische Werkstoffe

5. Auflage

Autorenkollektiv (Schestakow)

Programmiertes Lernen und Lehrmaschinen

2. Auflage

Ihre Redaktion

Kondensator-Mikrofone

in Studioqualität für alle Verwendungszwecke

Mikrofon-Zubehör und Steckverbindungen

Bitte fordern Sie unsere Prospekte an.

NEU im Vertriebsprogramm:

Netzanschlußgeräte N 61 V und UN 61 V

mit eingebautem Transistor-Verstärker zum direkten Anschluß unserer Mikrofone an einen Kraftverstärker. In die Netzgeräte N 57, UN 57, N 61 und UN 61 kann der Verstärker kurzfristig eingebaut werden.

GEORG NEUMANN & CO.
Elektrotechnisches Laboratorium
6552 GEFELL/VOGTLAND – RUF: 185

TRAFOBLECHE
gestanzt u. geschnitten nach TGL oder Werksnormen
liefert aus Dynamoblech o.35 oder o.5 mm dick

Wehes

8028 DRESDEN 28
Clara - Viebig - Straße 5

Verkaufe umständehalber preisgünstig

Meßinstrumente, Einbaumeßinstrumente, Bauelemente, Industriegehäuse u. a.

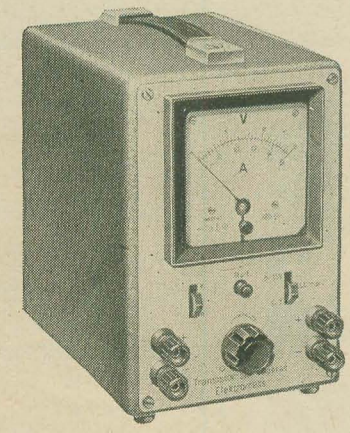
Angebotsliste auf Anfrage

Anfragen bitte unter KRF 1400 an DEWAG 1054 Berlin

Spezial-Wellenschalteröl

wird mit einer gewöhnlichen Injektionsspritze verteilt

Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

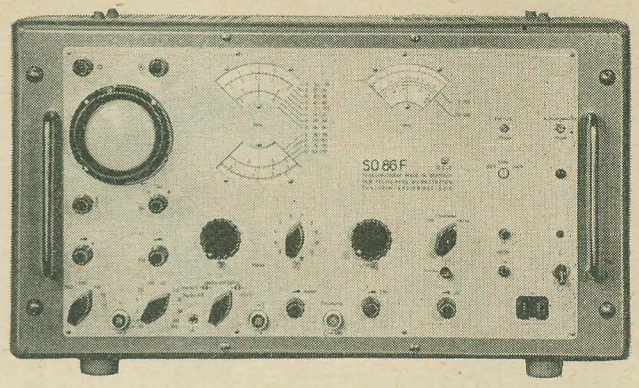


Transistor-Speisegerät 15 V / 0,5 A
Elektromess

Ein Gleichspannungs-Speisegerät, den Forderungen der Praxis angepaßt —
Konstante und von Belastungs- und Netzspannungsänderungen unabhängige Ausgangsspannung —
Niedriger Innenwiderstand und sehr geringe Störspannung —
Ausgangsspannung stetig einstellbar —
Automatischer Überstrom- und Kurzschluß-Schutz —
Ausgangsspannung und -Strom mit eingebautem Instrument meßbar —
Gütezeichen 1 —

Bitte verlangen Sie Prospekt von

PGH Elektromess
8021 Dresden, Bärensteiner Straße 5a, Telefon 31345



Rationeller Fernseh-Service mit **RFT**

TV-Selektograf SO 86 F1

Ein kompletter Meßplatz für den Fernsehservice in einem Gerät vereint. Zukunftssicher, da auch für Band IV und V geeignet.

BESONDERE VORTEILE:

Wobbelgenerator	5 ... 310 MHz und 470 ... 810 MHz
Frequenzmarkengeber	5 ... 230 MHz ± 1%
Quarzgenerator	5,5 MHz
Sichtteil	vollständiger Oszillograf mit eigenem Kippteil und empfindlichem Vertikalverstärker mit großer Bandbreite
Tongenerator	400 Hz

Sofort lieferbar durch das für Sie zuständige Versorgungskontor für Maschinenbau-Erzeugnisse, Fachgebiet Elektrische Meßgeräte, in

102 Berlin, Gertraudenstraße 10–12
8021 Dresden, Bärensteiner Straße 23–25
701 Leipzig, Petersstraße 16

VEB Technisch-Physikalische Werkstätten Thalheim

Informationen über Fachliteratur

UNSERE FACHGEBIETE:

Maschinenbau
Fertigungstechnik
Elektrotechnik
Elektronik
Regelungstechnik
Automatisierung

Prospektmaterial und Kataloge senden wir Ihnen auf Wunsch gern zu!

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN
102 Berlin · Oranienburger Straße 13/14

Prospektmaterial

über die Literatur des

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

fordern Sie bitte
bei Ihrem Buchhändler an

Jung. Rundfunkmechaniker
(z. Z. im Meisterlehrg.) übernimmt kleine Rep.-Werkstatt (A-Betrieb)
Angebote unter DH 1222 DEWAG, 4010 Halle

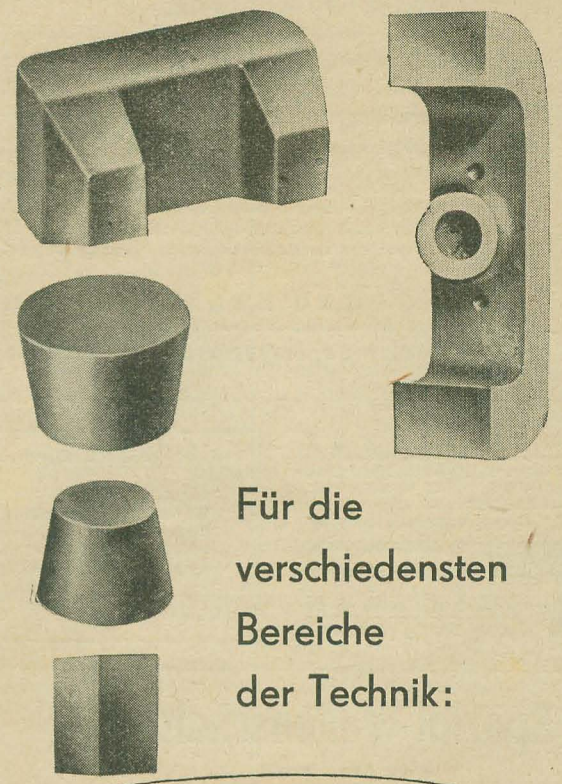
Verkaufe
„Radio und Fernsehen"
Jahrgänge 58-63 (ungeb.) 200,– MDN
Angebote unter D 233 an DEWAG, 15 Potsdam, Kl.-Gottwaldt-Straße 14

Fernsehmechaniker
sucht neuen Wirkungskreis. Außendienst ist Bedingung sowie Wohnmöglichkeit. Fahrerlaubnis Klasse 4 ist vorhanden.
Angebote unter KRF 1392 an DEWAG 1054 Berlin

Rundfunktechniker
30 Jahre, sucht neuen Wirkungskreis. Film, Funk, Fernsehen. Zimmer Bedingung.
Angebote unter 1024 an DEWAG 95 Zwickau 1

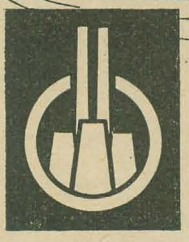
Verkaufe
„Radio und Fernsehen"
Jahrgänge 1956–1965,
215 Hefte,
250,— MDN.
Angebote unter KRF 1399 an DEWAG 1054 Berlin

Junger Funkmechaniker
mit Fernsehzusatzprüfung, Fahrerlaubnis 1 und 5, (Fernstudent) in ungekündigter Stellung, sucht neuen Wirkungskreis.
Angebote unter KRF 1393 an DEWAG 1054 Berlin



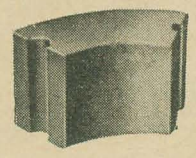
Für die verschiedensten Bereiche der Technik:

Dauer-Magnete



AlNi 120 AlNiCo 400
AlNiCo 160 AlNiCo 560
AlNiCo 350 AlNiCo 700

in allen erforderlichen Größen



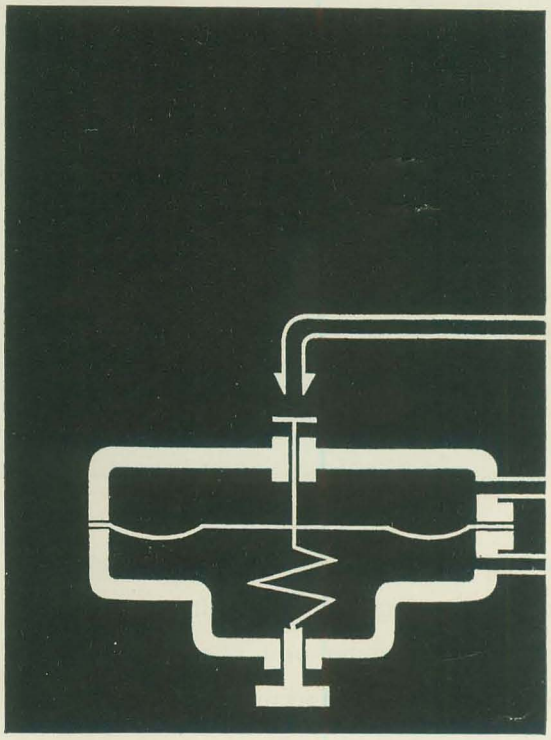
für Lautsprecher,
elektrische Leistungszähler,
Meßgeräte,
Geräte der Nachrichtentechnik,
Dynamos, Kleinmotoren,
physikalische Apparate und
viele andere Anwendungsgebiete

Fordern Sie bitte unsere technische Beratung an!

VEB ELEKTROCHEMISCHES KOMBINAT BITTERFELD

ANSCHAULICHE REGELUNGS-TECHNIK

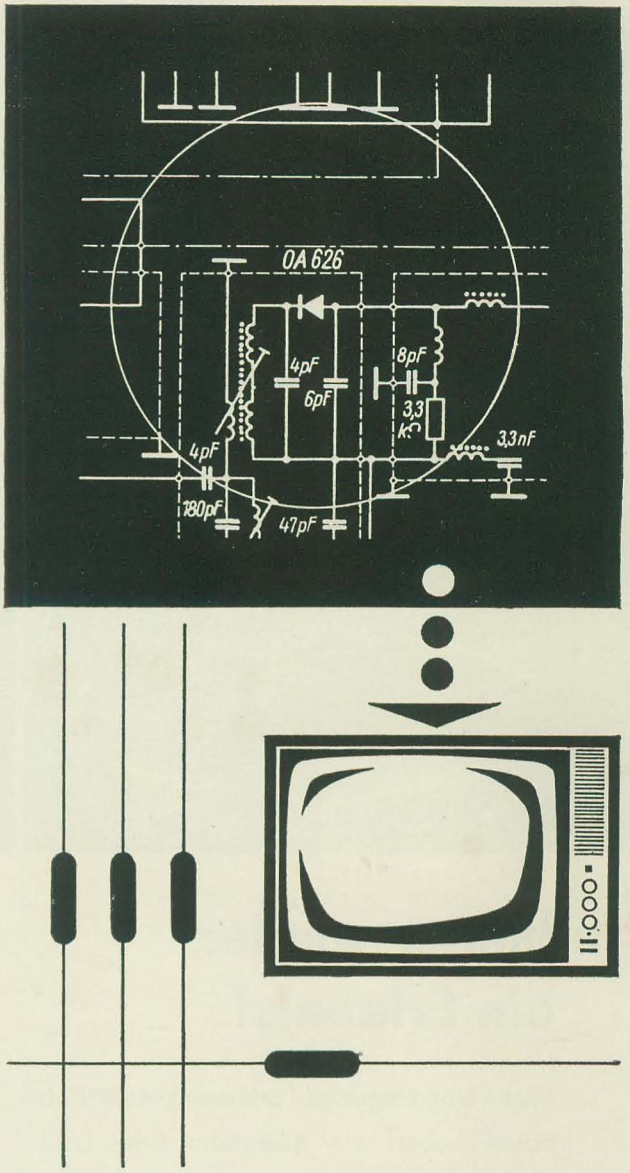
FERNER



2., berichtigte und ergänzte Auflage
392 Seiten mit 262 Abbildungen
Halbleinen 28,— MDN

In der Regelungstechnik bietet theoretisches Wissen kaum Gewähr für eine richtige Handlungsweise in allen praktisch vorkommenden Situationen. Wer will es verantworten, wenn durch falsches Bedienen von Regelanlagen, Turbinen, Siemens-Martin-Öfen, Hochöfen oder Dampfkessel außer Betrieb gesetzt werden.
Zur Ausbildung des Regeltechnikers gehört daher die praktische Übung.
In diesem Buch hat sich der Autor die Aufgabe gestellt, in einer leicht verständlichen, interessanten, ja sogar oft amüsanten Form die Probleme der Regelungstechnik darzulegen, ausgehend von bekannten alltäglichen Vorgängen.
Das Buch ist so angelegt, daß auch eine teilweise Durcharbeitung von Erfolg ist.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

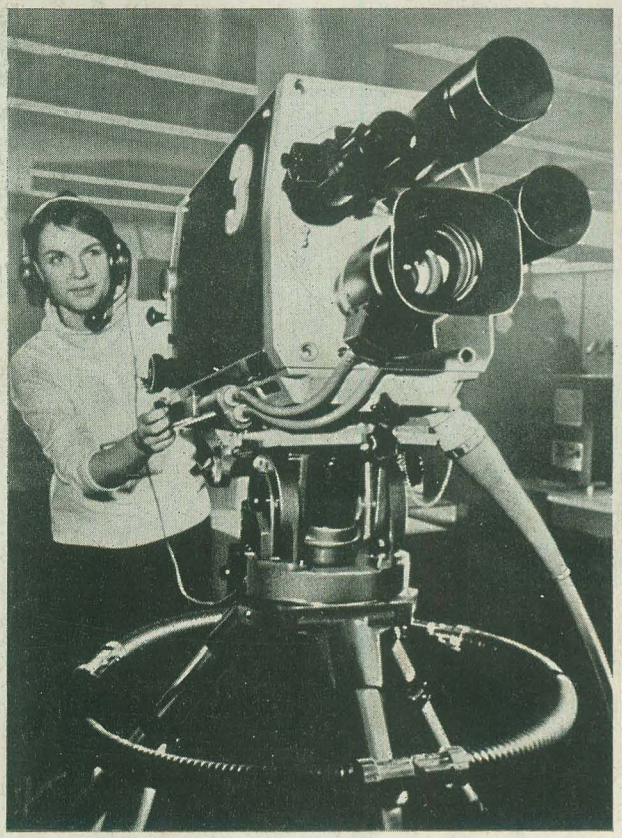


ELEKTRONIK – WEGBEREITER DES TECHNISCHEN FORTSCHRITTS

Eine der gebräuchlichsten Halbleiter-Bauelemente-Gruppen ist die Gruppe der Universaldioden für Frequenzen unter 300 MHz.
Zu dieser Diodengruppe liefern wir folgende Typen:
OA 625, OA 626, OA 645, OA 665, OA 685.
Bei Anfragen vermerken Sie bitte die Nummer 10–65

RFT electronic

VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK
116 BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE
OSTENDSTRASSE 1-5 · FERNRUF: 632841



Immer wieder ein Erlebnis!

Wenn Übertragungen aus dem gesellschaftlichen Leben am Bildschirm oder Lautsprecher das Gefühl des Mitdabeiseins und Miterlebens erwecken, dann hat die Technik auf den Zwischenstationen ein gut Stück Arbeit geleistet.

Unsere modernen Fernsehkameras, Bildgeber-Kontroll- und -Bediengeräte ermöglichen eine einwandfreie Aufnahme- und Regietechnik in Fernsehsendern, Studios sowie auf Reportagen und dienen der qualitativen Beurteilung von Fernsehbildern.

Unsere hochwertigen Regie- und Magnettonanlagen garantieren eine originalgetreue Aufnahme und Wiedergabe von Sprache, Musik und technischen Frequenzen.

Mit unseren Geräten wird jede Fernseh- oder Tonübertragung zu einem wahren Erlebnis.

Bedienen Sie sich unserer langjährigen Erfahrung und lassen Sie sich bei Neueinrichtungen oder Erweiterungen von Studios oder Betriebs- und Stadtfunkanlagen von unseren Fachingenieuren beraten. Wir sind stets zu Ihren Diensten.

VEB STUDIOTECHNIK BERLIN

102 Berlin Rungestraße 25-27 Ruf 276091

RFT